

Universidad de Alcalá  
Escuela Politécnica Superior  
Departamento de Electrónica



# CODIFICACIÓN DE EMISIONES ULTRASÓNICAS CON SECUENCIAS COMPLEMENTARIAS PARA USO EN EXTERIORES

Autor: Fernando Javier Álvarez Franco

Director: Dr. D. Jesús Ureña Ureña

Tesis doctoral

2005

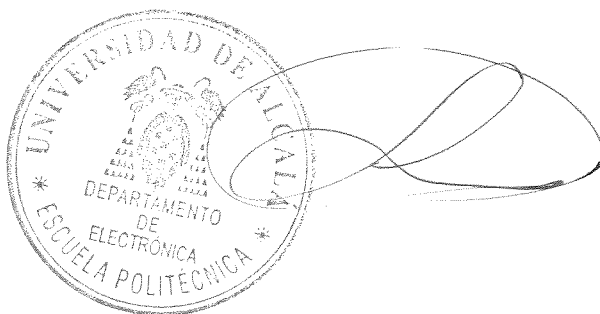




Dr. Luis Miguel Bergasa Pascual, Director del Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá,

INFORMA: Que la Tesis Doctoral titulada “Codificación de emisiones ultrasónicas con secuencias complementarias para uso en exteriores”, presentada por D. Fernando Javier Álvarez Franco y dirigida por el Dr. Jesús Ureña Ureña, cumple con todos los requisitos científicos y metodológicos para ser defendida ante un tribunal.

Alcalá de Henares, a 2 de diciembre de 2005



Fdo.: Luis Miguel Bergasa Pascual



Universidad  
de Alcalá

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA  
Escuela Politécnica Superior  
28805 Alcalá de Henares (Madrid)  
Teléfonos: 91 885 65 40 Fax: 91 885 65 91  
[eldep@depeca.uah.es](mailto:eldep@depeca.uah.es)

Dr. Jesús Ureña Ureña

INFORMA :

Que la Tesis Doctoral titulada “Codificación de emisiones ultrasónicas con secuencias complementarias para uso en exteriores”, presentada por D. Fernando Javier Álvarez Franco y realizada bajo mi dirección, dentro del campo de **Sistemas sensoriales ultrasónicos para uso en exteriores**, reúne los méritos de calidad y originalidad para optar al Grado de Doctor.

Alcalá de Henares, a 2 de diciembre de 2005



Fdo.: Jesús Ureña Ureña



# Resumen

En esta tesis se propone un nuevo sistema sensorial para ambientes externos que está basado en el uso de sensores ultrasónicos y que es susceptible de ser empleado en aplicaciones de distinta naturaleza, tales como la detección de obstáculos o el posicionamiento local de objetos. Este sistema puede operar de manera fiable en condiciones meteorológicas adversas gracias a una codificación eficiente de la señal ultrasónica que al mismo tiempo le confiere una elevada inmunidad al ruido, la capacidad de discriminar hasta cuatro emisiones realizadas simultáneamente y, además, una precisión submilimétrica en la medida de distancias equivalente a la obtenida por los sistemas sónar más evolucionados de la robótica móvil.

La propuesta de un nuevo esquema de codificación, adecuado a las exigencias que impone el uso de señales ultrasónicas en el exterior, se fundamenta en un profundo análisis de los distintos mecanismos que afectan de manera determinante a la propagación de este tipo de ondas. Este análisis permite identificar al fenómeno de las turbulencias como el más problemático a la hora de transmitir señales ultrasónicas codificadas en el exterior, motivando así un estudio teórico detallado de este mecanismo. Como resultado de este estudio, se caracteriza el comportamiento de una atmósfera turbulenta a través de un tiempo de coherencia que impone un límite superior para la duración de las emisiones codificadas. La dependencia teórica de este tiempo con la intensidad de las turbulencias y con la velocidad del viento es corroborada experimentalmente. A partir de un análisis detallado de los datos obtenidos se propone un modelo empírico para una atmósfera turbulenta que reproduce con exactitud la dispersión espectral observada para una portadora ultrasónica.

Una vez caracterizada la propagación de las ondas ultrasónicas en el exterior, se presenta el nuevo esquema de codificación basado en el uso de conjuntos de cuatro secuencias complementarias. Este esquema tiene su origen en el desarrollo de un novedoso algoritmo de generación de este tipo de secuencias que permite obtener de una forma muy sencilla cuatro conjuntos de cuatro secuencias mutuamente ortogonales entre sí. Además, lo que es más importante, es posible diseñar a partir de él un sistema de correlación eficiente que reduce considerablemente el número total de operaciones necesarias para llevar a cabo la detección de estas secuencias.

Se acomete a continuación el diseño del sistema sensorial ultrasónico comenzando por la propuesta de un esquema de modulación en fase que hace posible la emisión de las

señales codificadas a través del estrecho ancho de banda de los transductores ultrasónicos. El desarrollo del módulo de detección de este tipo de señales va acompañado de la propuesta de un conjunto de algoritmos de proceso de la señal que permiten compensar los efectos negativos derivados de la demodulación incoherente.

Finalmente, todos los algoritmos de proceso de la señal ultrasónica son optimizados e implementados sobre una arquitectura configurable que hace posible la operación del sistema en tiempo real. Un conjunto de pruebas experimentales permiten tanto comprobar que el comportamiento del sistema en el exterior es el esperado como determinar las características del mismo que se derivan de las excelentes propiedades de correlación mostradas por los conjuntos de secuencias complementarias.

# Abstract

In this thesis a new sensory system for outdoor environments is proposed. This system is based on the use of ultrasonic sensors and can be employed for different applications, such as obstacle detection and local positioning. It can reliably operate under adverse meteorological conditions by virtue of an efficient signal coding which, at the same time, provides the system with a high robustness to noise and the possibility of discriminating up to four simultaneous emissions. Moreover, a submillimetric precision in distance measurements is achieved, similar to that of the most advanced sonars in mobile robotics.

The proposal of the new coding scheme, which must be consistent with the constraints inherent in the use of ultrasonic signals outdoors, is based on a thorough analysis of the different mechanisms involved in the propagation of this kind of waves. This analysis allows the identification of atmospheric turbulence as the most problematic phenomenon when transmitting encoded ultrasonic signals outdoors, thus motivating a detailed theoretical study of this phenomenon. As a result of this study, the behaviour of a turbulent atmosphere is characterised through a coherence time which imposes an upper limit to the duration of the encoded emissions. The theoretical dependence of this time on turbulence intensity and wind velocity is experimentally corroborated. From a detailed analysis of the acquired data, an empirical model for a turbulent atmosphere is proposed, which accurately reproduces the spectral spreading observed for an ultrasonic carrier.

Once the outdoor propagation of ultrasonic waves has been characterized, a new coding scheme based on the use of complementary sets of sequences is presented. This scheme has its origin in the development of a novel algorithm that easily generates four mutually orthogonal sets of sequences. Furthermore, an efficient correlator can be designed for the sequences generated with this algorithm, which notably decreases the total number of operations necessary to carry out the detection of these sequences.

Next, the architecture of the sensory system is presented, starting with the proposal of a phase modulation scheme in order to efficiently emit the energy of the encoded signals through the limited bandwidth of the transducers. The design of the detection module is carried out with the development of a set of processing algorithms that ameliorate the negative effects caused by the incoherent demodulation.

Finally, all the signal processing algorithms are optimised and implemented on a con-

figurable architecture that makes possible the real time operation of the system. A set of experimental tests is presented with a double objective: first to verify the proper performance of the system outdoors, and second to determine all its features derived from the excellent correlation properties that characterise complementary sets of sequences.

*A Esther*

*A mis padres*



# Agradecimientos

Es largo el camino recorrido hasta llegar a este momento, y muchas las personas que me han ayudado a lo largo del mismo. Va de antemano mi más sincero agradecimiento a todos aquellos que han contribuido de algún modo a que este trabajo haya visto finalmente la luz.

Me gustaría dar las gracias de un modo muy especial a Jesús Ureña, a quien debo mucho más que una cuidadosa dirección técnica de la tesis y un constante suministro de ánimos. Le agradezco, por encima de todo, la confianza depositada en mí cuando hace ya unos años aparecí en su despacho repleto de unas inquietudes que él supo canalizar. Gracias por haberme enseñado a disfrutar realizando este trabajo.

Este agradecimiento me gustaría hacerlo extensivo a todo el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá, un lugar privilegiado donde abundan por igual los grandes profesionales y las buenas personas. Gracias en particular a Álvaro, con quien me une ya una relación que va mucho más allá de la meramente profesional. A él le debo una paciente revisión de todos los capítulos de la tesis, una hospitalidad infinita (que agradezco igualmente a Carolina), y un número indefinido de mensajes de madrugada para recordarme que existe vida después de la tesis.

A Herbert, Jonas y Rita por haber hecho de este verano uno de los más felices de nuestra vida. Por los numerosos broodjes consumidos a las doce de la mañana, las largas charlas de café al cobijo de la catedral y por todas las reuniones gastronómicas organizadas bajo el pretexto del intercambio cultural. Gracias, en definitiva, por haber conseguido humedecer nuestros ojos el día de nuestra partida de vuelta a España.

A mis compañeros de área en la Politécnica de Cáceres, Ramón y Horacio, por haber comprendido y facilitado mis largas estancias en la Universidad de Alcalá. Gracias en especial a Horacio por los numerosos consejos informáticos (maldito LaTeX) y en general por toda la ayuda prestada de forma desinteresada a lo largo de estos años.

A Raquel, César, Bea y Ángel, quienes empezaron a sufrir las consecuencias de esta tesis antes que nadie. Gracias por haber hecho menos solitarias las temporadas pasadas lejos de casa.

A los buenos amigos, Juan Antonio, Antonio, Jose Juan, Juanito, Quini, Julián, Jero y Tomás, y a los que además fueron compañeros en la facultad, Jose Manuel y Jesús, por los

buenos momentos vividos juntos y por mantener viva una amistad que no se debilita con el paso del tiempo.

A toda mi familia, tanto a mis padres y hermanos como a los de Esther, por su apoyo incondicional en los momentos más difíciles y por su generosidad sin límites.

Y por último, el mayor de los agradecimientos es para la persona que me impulsó a dar los primeros pasos que están en el origen de esta tesis, la que me ha animado constantemente a continuar con su desarrollo, y la que cierra conmigo este trabajo realizando una cuidadosa y paciente revisión de todo el texto, Esther. Gracias por entender mis cada vez más duras ausencias, por respetar en todo momento mis ilusiones, por haberme acompañado de la mano en los días más oscuros. Este trabajo existe gracias a ti.



# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Aplicaciones tecnológicas del ultrasonido: breve perspectiva histórica . . . .	2
1.2. Entorno de desarrollo de la tesis . . . . .	4
1.3. Estructura de la tesis . . . . .	5
<b>2. Estado de la cuestión y objetivos planteados</b>	<b>7</b>
2.1. Sistemas ultrasónicos en el aire. Visión general . . . . .	8
2.1.1. El ultrasonido en la robótica . . . . .	8
2.1.2. Otras aplicaciones de los sistemas ultrasónicos . . . . .	10
2.1.3. Problemas asociados al uso del ultrasonido en el aire . . . . .	13
2.2. Codificación y proceso de la señal ultrasónica . . . . .	14
2.3. Implementación de los algoritmos de proceso de la señal ultrasónica . . . .	20
2.4. Sistemas ultrasónicos en el exterior . . . . .	22
2.5. Otras tecnologías empleadas para la detección de obstáculos en el exterior .	27
2.6. Objetivos planteados . . . . .	31
<b>3. Propagación del ultrasonido en el exterior</b>	<b>35</b>
3.1. Atenuación del ultrasonido en la atmósfera . . . . .	36
3.1.1. Divergencia geométrica . . . . .	36
3.1.2. Absorción atmosférica . . . . .	38
3.1.3. Efecto de la niebla y de la lluvia . . . . .	40
3.2. Mecanismos que influyen en la velocidad de propagación . . . . .	43
3.2.1. Efecto de la temperatura . . . . .	43
3.2.2. Efecto del viento . . . . .	44

3.2.3. Efecto de la niebla . . . . .	45
3.3. Análisis cuantitativo de la refracción . . . . .	46
3.3.1. Desviación de un rayo ultrasónico . . . . .	46
3.3.2. Perfiles de temperatura y velocidad del viento . . . . .	47
3.3.3. Linealización de la velocidad con la altura . . . . .	50
3.3.4. Valores Obtenidos . . . . .	51
3.4. El fenómeno de las turbulencias . . . . .	54
3.4.1. Aspectos generales sobre la teoría de turbulencias . . . . .	55
3.4.2. Propagación de una onda acústica a través de una atmósfera turbulenta	59
3.5. Análisis experimental . . . . .	61
3.5.1. Medida de la atenuación . . . . .	62
3.5.2. Medida de la velocidad de propagación . . . . .	62
3.5.3. Medida del tiempo de coherencia . . . . .	64
3.5.4. Medida de las fluctuaciones de amplitud y fase: modelo experimental para una atmósfera turbulenta . . . . .	65
3.6. Conclusiones . . . . .	71
<b>4. Nueva técnica de codificación con conjuntos de secuencias complementarias</b>	<b>75</b>
4.1. El filtro acoplado . . . . .	76
4.2. Códigos empleados en la compresión de pulsos . . . . .	77
4.2.1. Códigos Barker . . . . .	78
4.2.2. Secuencias Pseudoaleatorias . . . . .	79
4.2.3. Códigos Golay . . . . .	81
4.3. Codificación basada en el uso de secuencias complementarias . . . . .	83
4.3.1. Conjuntos de secuencias complementarias . . . . .	83
4.3.2. Nuevo algoritmo de generación de conjuntos de cuatro secuencias complementarias . . . . .	87
4.3.3. El Correlador eficiente . . . . .	92
4.3.4. Esquema de codificación . . . . .	94
4.3.5. Simulación de los sistemas propuestos . . . . .	95

4.4. Conclusiones . . . . .	96
<b>5. Adaptación y proceso de la señal ultrasónica codificada.</b>	<b>101</b>
5.1. El transductor ultrasónico . . . . .	102
5.2. Modulación y detección de la señal ultrasónica . . . . .	105
5.2.1. Modulación BPSK . . . . .	106
5.2.2. Demodulación BPSK y detección del conjunto de cuatro secuencias .	108
5.2.3. Sistemas de detección de picos . . . . .	114
5.3. Caracterización del sistema . . . . .	117
5.3.1. Inmunidad al ruido . . . . .	117
5.3.2. Resolución espacial . . . . .	120
5.3.3. Operación multimodo . . . . .	122
5.4. Efecto de las turbulencias sobre la señal ultrasónica codificada . . . . .	122
5.4.1. Validación del sistema en exteriores . . . . .	128
5.4.2. Emisión por encima de tiempo de coherencia . . . . .	130
5.4.3. Predicciones del modelo experimental . . . . .	134
5.5. Conclusiones . . . . .	138
<b>6. Implementación hardware y resultados</b>	<b>141</b>
6.1. El módulo emisor . . . . .	141
6.2. Implementación del módulo de detección en un sistema programable . . . .	143
6.3. Implementación del módulo de detección en un sistema configurable . . . .	144
6.3.1. Preamplificador digital . . . . .	144
6.3.2. Demodulador BPSK . . . . .	146
6.3.3. Correlador eficiente ESSC . . . . .	146
6.3.4. Detector de picos . . . . .	148
6.3.5. Características globales de la implementación . . . . .	148
6.4. Resultados obtenidos con señales reales . . . . .	149
6.4.1. Operación multimodo . . . . .	151
6.4.2. Resolución espacial y dependencia de la capacidad de detección con el ángulo de recepción . . . . .	156

6.4.3. Operación en tiempo real y reducción de la zona ciega . . . . .	159
6.5. Conclusiones . . . . .	165
<b>7. Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>167</b>
7.1. Conclusiones . . . . .	167
7.1.1. Análisis de la propagación del ultrasonido en el exterior . . . . .	167
7.1.2. Propuesta de un nuevo esquema de codificación . . . . .	169
7.1.3. Diseño y caracterización del sistema sensorial ultrasónico . . . . .	170
7.1.4. Implementación hardware de los algoritmos de proceso . . . . .	172
7.2. Trabajos futuros . . . . .	172
7.3. Publicaciones derivadas de la tesis . . . . .	174
<b>Apéndice A. Formulación relacionada con la propagación del ultrasonido en el exterior</b>	<b>177</b>
A.1. Absorción de las ondas acústicas . . . . .	177
A.2. Atenuación por niebla . . . . .	181
A.3. Perfiles de viento y temperatura en la atmósfera. Teoría de Monin-Obukhov	186
<b>Apéndice B. Otras alternativas de modulación</b>	<b>191</b>
B.1. Modulación QPSK doble . . . . .	191
B.2. Modulación 4D . . . . .	193
B.3. Modulación 8PSK . . . . .	195
<b>Apéndice C. Aspecto físico de los sistemas empleados en los pruebas experimentales</b>	<b>199</b>
C.1. Equipo empleado para las pruebas en exteriores . . . . .	199
C.2. Equipo empleado en el Laboratorio de Percepción activa de la Universidad de Amberes . . . . .	201
C.3. Hardware . . . . .	202
<b>Bibliografía</b>	<b>204</b>

# Índice de figuras

2.1. Modos alternativos de disponer los transductores en un robot móvil. . . . .	9
2.2. Sistema de eco-localización bidimensional propuesto por Mihajlik <i>et al.</i> . . . .	11
2.3. Módulo sensor y distribución de sensores en el sistema sónar propuesto por Ureña <i>et al.</i> para una silla de ruedas. . . . .	12
2.4. Sistema de posicionamiento local desarrollado por la Universidad de Bristol.	13
2.5. Técnica de detección de envolvente en la medida de TDVs. . . . .	15
2.6. Sistema NDT propuesto por Furgason <i>et al.</i> . . . . .	17
2.7. Arquitectura propuesta en la Universidad Brigham Young para el procesamiento de la señal de un sónar marino. . . . .	21
2.8. Configuración de los sensores ultrasónicos en el vehículo NAVLAB. . . . .	23
2.9. Configuración del sensor SONAVIS. . . . .	24
2.10. Señales en el sensor CTFM. . . . .	25
2.11. Sistema de posicionamiento local desarrollado por el Instituto de Automática Industrial del CSIC. . . . .	25
2.12. Sistema sensorial ultrasónico propuesto por Sato <i>et al.</i> para la detección de obstáculos en un paso a nivel. . . . .	27
2.13. Señal emitida por un radar FMCW . . . . .	30
3.1. Caracterización de la atmósfera como canal dinámico de transmisión del ultrasonido. . . . .	36
3.2. Orientación del transductor. . . . .	37
3.3. Dependencia del coeficiente de absorción con la frecuencia. . . . .	40
3.4. Dependencia del coeficiente de absorción con la temperatura y la humedad.	41
3.5. Atenuación provocada por la presencia de niebla y lluvia en función de la frecuencia. . . . .	43

3.6. Refracción provocada por los gradientes de temperatura. . . . .	44
3.7. Efecto del viento sobre la propagación de un pulso ultrasónico. . . . .	44
3.8. Refracción provocada por el viento. . . . .	45
3.9. Trayectoria seguida por un rayo bajo un gradiente constante. . . . .	47
3.10. Relación entre $z_0$ , $L$ y las clases de Turner. . . . .	49
3.11. Elipsoide de Fresnel. . . . .	50
3.12. Representación esquemática del algoritmo desarrollado para el cálculo de la refracción. . . . .	52
3.13. Atenuación media provocada por las turbulencias. . . . .	54
3.14. Efecto de las turbulencias sobre la coherencia de la onda acústica . . . . .	55
3.15. Evolución de los remolinos en un régimen turbulento. . . . .	57
3.16. Configuración del sistema empleado en el análisis experimental . . . . .	62
3.17. Ensanchamiento del espectro provocado por un canal dinámico . . . . .	64
3.18. Fluctuaciones de amplitud y fase observadas en el laboratorio. . . . .	67
3.19. Fluctuaciones de amplitud y fase observadas con muy baja actividad turbulenta. . . . .	67
3.20. Fluctuaciones de amplitud y fase observadas con muy alta actividad turbulenta. . . . .	68
3.21. Modelo para una atmósfera turbulenta. . . . .	69
3.22. Fluctuaciones de amplitud y fase predichas por el modelo para un tiempo de coherencia de $10\text{ ms}$ . . . . .	70
3.23. Dispersión espectral predicha por el modelo para un tiempo de coherencia de $10\text{ ms}$ . . . . .	71
4.1. Implementación práctica de un filtro acoplado como un correlador digital. . . . .	77
4.2. Registro de desplazamiento realimentado lineal. . . . .	79
4.3. Correlador eficiente de parejas Golay . . . . .	83
4.4. Generador rápido de conjuntos de cuatro secuencias complementarias. . . . .	92
4.5. Correlador eficiente de conjuntos de cuatro secuencias complementarias. . . . .	93
4.6. Esquema de codificación para un sistema sensorial genérico. . . . .	94
4.7. Autocorrelación de la secuencias obtenidas con el generador rápido . . . . .	97
4.8. Correlaciones cruzadas de la secuencias obtenidas con el generador rápido . . . . .	97
4.9. Respuesta del correlador eficiente a un conjunto acoplado . . . . .	98

4.10. Respuesta del correlador eficiente a un conjunto ortogonal . . . . .	99
5.1. Transductor electrostático de Polaroid (serie 600). . . . .	102
5.2. Respuesta en transmisión del transductor Polaroid. . . . .	103
5.3. Etapa de excitación del transductor Polaroid. . . . .	103
5.4. Respuesta en frecuencia del módulo de emisión. . . . .	104
5.5. Patrón de emisión del transductor Polaroid. . . . .	105
5.6. Espectro de la señal con modulación BPSK. . . . .	107
5.7. Correlador eficiente modificado empleado en el sistema de detección. . . . .	110
5.8. Diagrama de bloques del módulo de detección de un conjunto. . . . .	110
5.9. Detección de un conjunto de cuatro secuencias en ausencia de ruido externo. . . . .	112
5.10. Detección de un conjunto de cuatro secuencias en un ambiente ruidoso . . . . .	112
5.11. Respuesta del módulo detector a un conjunto ortogonal en ausencia de ruido . . . . .	113
5.12. Respuesta del módulo detector a un conjunto ortogonal con $SNR = -12dB$ . . . . .	113
5.13. Ejemplo de validación de dos señales con umbral estático. . . . .	115
5.14. Ejemplo de validación de dos señales con umbral dinámico . . . . .	116
5.15. Ejemplo de validación de dos señales con preproceso . . . . .	118
5.16. Recepción de tres señales en distintas condiciones de SNR. . . . .	119
5.17. Recepción de dos señales con una separación de 48 muestras . . . . .	121
5.18. Diagrama de bloques del sistema completo . . . . .	123
5.19. Ejemplo de recepción de cuatro conjuntos ortogonales en ausencia de ruido . . . . .	124
5.20. Ejemplo de recepción de cuatro conjuntos ortogonales con $SNR = -9dB$ . . . . .	125
5.21. Ejemplo de recepción de cuatro conjuntos ortogonales en ausencia de ruido con un solapamiento del 90% . . . . .	126
5.22. Ejemplo de recepción de cuatro conjuntos ortogonales con $SNR = -9dB$ y un solapamiento del 90% . . . . .	127
5.23. Detección en condiciones de muy baja actividad turbulenta . . . . .	129
5.24. Detección en condiciones de actividad turbulenta media. . . . .	129
5.25. Detección en condiciones de muy alta actividad turbulenta. . . . .	130
5.26. Detección de conjuntos de secuencias de 256 bits con actividad turbulenta muy baja. . . . .	131

5.27. Detección de conjuntos de secuencias de 256 bits con actividad turbulenta muy alta. . . . .	131
5.28. Comparación entre las señales emitida y recibida con actividad turbulenta muy baja . . . . .	132
5.29. Comparación entre las señales emitida y recibida con actividad turbulenta muy alta . . . . .	133
5.30. Detección de conjuntos de secuencias de 1024 bits con actividad turbulenta muy alta . . . . .	133
5.31. Resultados obtenidos con el modelo para una señal formada por conjuntos de secuencias de 64 bits y un tiempo de coherencia de 10 <i>ms</i> . . . . .	136
5.32. Resultados obtenidos con el modelo para una señal formada por conjuntos de secuencias de 256 bits y un tiempo de coherencia de 10 <i>ms</i> . . . . .	136
5.33. Comparación entre el patrón emitido y la señal modelada . . . . .	137
5.34. Resultados obtenidos con el modelo para una señal formada por conjuntos de secuencias de 1024 bits y un tiempo de coherencia de 10 <i>ms</i> . . . . .	137
5.35. Resultados obtenidos con el modelo para una señal formada por conjuntos de secuencias de 64 bits y un tiempo de coherencia de 1 <i>ms</i> . . . . .	138
6.1. Implementación hardware del módulo emisor con un generador rápido de secuencias FSSG. . . . .	142
6.2. Implementación hardware del módulo emisor con una memoria FIFO. . . . .	143
6.3. Plataforma del sistema programable empleado. . . . .	144
6.4. Implementación hardware del preamplificador digital. . . . .	145
6.5. Implementación hardware del demodulador BPSK asíncrono. . . . .	146
6.6. Arquitectura propuesta para la implementación del correlador eficiente . . . . .	147
6.7. Estructura de los bloques combinacional y secuencial en una etapa del correlador eficiente . . . . .	147
6.8. Implementación hardware del detector de picos . . . . .	148
6.9. Comportamiento de la implementación sobre hardware configurable del módulo de detección . . . . .	150
6.10. Recepción simultánea de los conjuntos ortogonales A y B en el laboratorio . . . . .	152
6.11. Recepción simultánea de los conjuntos ortogonales C y D en el laboratorio . . . . .	153
6.12. Recepción simultánea de los conjuntos ortogonales A y B en el exterior con actividad turbulenta de intensidad media . . . . .	154



6.13. Recepción simultánea de los conjuntos ortogonales C y D en el exterior con actividad turbulenta de intensidad media . . . . .	155
6.14. Escenario de pruebas empleado en el estudio de la resolución espacial. . . .	156
6.15. Resultados reales obtenidos en el análisis de la resolución para una separación de 3 cm . . . . .	157
6.16. Resultados reales obtenidos en el análisis de la resolución para una separación de 2 cm . . . . .	158
6.17. Resultados reales obtenidos en el análisis de la resolución para una separación de 1 cm . . . . .	158
6.18. Escenario de pruebas empleado en el barrido . . . . .	160
6.19. Resultados obtenidos en el barrido . . . . .	160
6.20. Comparación de los resultados obtenidos para un ángulo de emisión de 0° y un ángulo de 23°. . . . .	161
6.21. Sistema de proceso en tiempo real . . . . .	162
6.22. Dependencia del SMR con el porcentaje de secuencias complementarias perdido.	163
6.23. Resultados obtenidos en tiempo real . . . . .	164
B.1. Modulación QPSK digital. . . . .	192
B.2. Espectro de la señal con modulación QPSK. . . . .	193
B.3. Diagrama de bloques para el módulo de detección de conjuntos modulados con QPSK. . . . .	193
B.4. Modulación 4D digital. . . . .	194
B.5. Espectro de la señal con modulación 4D. . . . .	195
B.6. Diagrama de bloques para el módulo de detección de conjuntos modulados con 4D. . . . .	195
B.7. Modulación 8PSK digital. . . . .	196
B.8. Espectro de magnitud de la señal con modulación 8PSK. . . . .	197
C.1. Equipo experimental completo . . . . .	199
C.2. Escenario de pruebas realizadas en el exterior. . . . .	200
C.3. Vista lateral de uno de los transductores y de la central meteorológica . . .	200
C.4. Vista frontal del sistema sónar desarrollado en el marco del Proyecto CIRCE	201

C.5. Escenario de pruebas en el laboratorio de Percepción Activa de la Universidad de Amberes . . . . .	201
C.6. Módulo emisor formado por un transductor Polaroid y la tarjeta de acondicionamiento de la serie 6500 modificada . . . . .	202
C.7. Tarjeta de adquisición de altas prestaciones NuDAQ-2010 . . . . .	202
C.8. Plataforma basada en la FPGA XCV1000E. . . . .	203

# Índice de tablas

3.1. Valores típicos para la longitud de las rugosidades. . . . .	48
3.2. Desviaciones máximas obtenidas para un haz ultrasónico. . . . .	52
3.3. Medida experimental de la atenuación. . . . .	63
3.4. Medida experimental de la velocidad de propagación. . . . .	63
3.5. Niveles de intensidad turbulenta . . . . .	65
3.6. Medida experimental del tiempo de coherencia Doppler de la señal. . . . .	66
4.1. Conjunto de códigos Barker. . . . .	79
4.2. Parejas Golay primitivas. . . . .	82
4.3. Número de parejas Golay con longitudes inferiores a cien. . . . .	82
4.4. Conjuntos ortogonales generados en la primera iteración . . . . .	91
4.5. Conjuntos ortogonales obtenidos a partir del Generador rápido . . . . .	95
5.1. Análisis de ruido autoinducido . . . . .	114
5.2. Análisis estadístico de la separación entre picos reales consecutivos. . . . .	134
6.1. Tiempos de ejecución de las tareas de detección en un sistema programable. . . . .	144
6.2. Recursos consumidos por la implementación propuesta. . . . .	149
6.3. Recursos consumidos por la implementación real. . . . .	162



# Lista de símbolos

$\oplus$	Operador suma módulo dos.
$\cdot \cdot$	Operador de concatenación.
$\otimes$	Operador de entrelazado (interleaving).
$\lfloor \rfloor$	Operador de redondeo por defecto.
$*$	Operador de convolución.
$x^*$	Conjugación compleja (operador unario).
$\alpha$	Coefficiente de atenuación (Np).
$\Phi_u(\mathbf{k})$	Función de densidad espectral de la magnitud $u$ .
$\phi_{xy}[\mathbf{n}]$	Función de correlación aperiódica de las secuencias $x[n]$ e $y[n]$ .
$\lambda$	Longitud de onda.
$\rho_0$	Longitud de coherencia lateral.
$A$	Amplitud.
$\mathcal{A}$	Atenuación de la onda acústica (dB).
$c$	Velocidad de propagación del sonido.
$c_u^2$	Parámetro de estructura de la variable $u$ .
$D(\varphi, \theta)$	Factor direccional.
$\mathcal{D}_u(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$	Función de estructura de la variable $u$ .
$f$	Frecuencia.
$g$	Gradiente de velocidad del sonido.
$H$	Humedad relativa.

$\mathcal{H}(\omega)$	Función de transferencia de un sistema lineal.
$K_a$	Constante de Von Karman.
$\mathcal{K}_u(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$	Función de correlación espacial.
$k$	Número de onda.
$L_{mo}$	Longitud de Monin-Obukhov.
$P$	Presión.
$r$	Distancia recorrida por la onda.
$T$	Temperatura.
$t$	Tiempo.
$t_c$	Tiempo de coherencia.
$v$	Velocidad del viento.
$v_s$	Velocidad aparente del sonido.
$z$	Altura.
$z_0$	Longitud de las rugosidades.

# Lista de abreviaturas

<b>BPSK</b>	<i>Binary Phase Shift Keying</i> (Modulación binaria por desplazamiento de fase).
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i> (Procesador de señales digitales).
<b>EGC</b>	<i>Efficient Golay Correlator</i> (Correlador eficiente de Golay).
<b>ESSC</b>	<i>Efficient Sets of Sequences Correlator</i> (Correlador eficiente de conjuntos de secuencias complementarias).
<b>ESSG</b>	<i>Efficient Sets of Sequences Generator</i> (Generador eficiente de conjuntos de secuencias complementarias).
<b>FPGA</b>	<i>Field Programmable Gate Array</i> (Matriz de puertas programable).
<b>FCM</b>	Función de Coherencia Mutua.
<b>LPS</b>	<i>Local Positioning System</i> (Sistema de posicionamiento local).
<b>NF</b>	Nivel de Fuente.
<b>NDT</b>	<i>Non Destructive Test</i> (Ensayo no destructivo).
<b>NPS</b>	Nivel de Presión Sonora.
<b>QPSK</b>	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> (Modulación en cuadratura por desplazamiento de fase).
<b>SMR</b>	<i>Sidelobe to Mainlobe Ratio</i> (Relación lóbulo principal a lóbulo lateral).
<b>SNR</b>	<i>Signal to Noise Ratio</i> (Relación señal a ruido).
<b>TDV</b>	Tiempo De Vuelo





# Capítulo 1

## Introducción

Los sistemas sensoriales artificiales, encargados de extraer información relevante sobre las características de un entorno determinado, han experimentado en las últimas décadas un enorme desarrollo en respuesta a las demandas de una sociedad cada vez más tecnológica. Dentro de este tipo de sistemas un grupo que goza de gran aceptación es el de los sistemas ultrasónicos, cuya popularidad se debe fundamentalmente al bajo coste y a la sencillez de operación de este tipo de sensores.

Los sistemas sensoriales ultrasónicos, que han sido ampliamente utilizados en la robótica móvil y en los sistemas de navegación de diversos vehículos autónomos, son normalmente diseñados para operar en entornos cerrados donde existen unas condiciones bien controladas. Hay pocos trabajos donde se propone el uso de un sistema de este tipo para el exterior y, en la mayoría de los casos, forma parte de una arquitectura sensorial más compleja donde el subsistema ultrasónico tiene encomendadas tareas de poca precisión, tales como la detección de obstáculos muy cercanos con los que existe un riesgo de colisión inminente, o el posicionamiento grosero de grandes marcas de ayuda a la navegación.

La baja consideración que tienen los sistemas ultrasónicos en el exterior es debida fundamentalmente a la gran influencia que tienen las condiciones meteorológicas sobre la propagación del ultrasonido, que es consecuencia del carácter mecánico de estas ondas de presión. Por este motivo, tradicionalmente se ha optado por escoger otras tecnologías menos sensibles a estas condiciones como son la infrarroja o las ondas de radio.

No obstante, el nivel de desarrollo alcanzado en los últimos años en la codificación y proceso de las señales ultrasónicas, así como el abaratamiento de los sistemas electrónicos encargados de realizar este proceso, invitan a pensar en la posibilidad de migrar este tipo de sistemas ultrasónicos hacia entornos menos estables.

En esta tesis se propone el desarrollo de un nuevo sistema sensorial ultrasónico de gran precisión para exteriores, que pueda ser empleado con un alto grado de fiabilidad en tareas

de diversa naturaleza, tales como la detección de obstáculos, el posicionamiento local de objetos en un entorno determinado o la ayuda a la navegación de vehículos autónomos.

## 1.1. Aplicaciones tecnológicas del ultrasonido: breve perspectiva histórica

La existencia de ondas sonoras con una frecuencia superior al límite de audición es conocida desde los primeros trabajos realizados por el científico inglés Francis Galton a finales del siglo XIX. Es también en esta época cuando se descubre el fenómeno que posibilitará la generación y recepción de ondas ultrasónicas de forma efectiva y el consecuente desarrollo de la tecnología ultrasónica: el efecto piezoeléctrico. Los hermanos Pierre y Jacques Curie observaron en 1880 que al aplicar esfuerzos mecánicos externos a ciertos cristales (turmalina, cuarzo, sal de Rochelle) aparecía en el interior de los mismos un campo eléctrico que daba lugar a la aparición de cargas de distinto signo sobre superficies opuestas. El efecto inverso, que permite transformar oscilaciones eléctricas en oscilaciones mecánicas, fue predicho al año siguiente por el físico francés Gabriel Lippmann y comprobado experimentalmente por los propios hermanos Curie.

La primera aplicación práctica del efecto piezoeléctrico en la generación y recepción de ondas ultrasónicas se debe a Paul Langevin, que ideó un sistema de localización de submarinos durante la primera guerra mundial realizando un sencillo proceso de las ondas y de sus ecos. Algo más tarde, en 1928 el científico soviético Sergei Sokolov sugirió la posibilidad de detectar faltas en algunos metales analizando las variaciones en la energía de las señales ultrasónicas transmitidas a través de ellos.

Desde entonces el número de aplicaciones de los ultrasonidos ha ido creciendo, casi siempre asociado al desarrollo de nuevos transductores más adaptados a las nuevas necesidades. Hoy en día, además de los transductores piezoeléctricos ya mencionados, existen otros tipos tales como los magnetostrictivos (basados en la propiedad de los materiales ferromagnéticos de deformarse cuando son sometidos a un campo magnético), los electromagnéticos (desarrollo de los altavoces convencionales para frecuencias superiores a las de audio) y los electrostáticos (basados en la relación que existe entre la capacidad de un condensador y la distancia entre sus placas).

Las distintas aplicaciones de los ultrasonidos pueden clasificarse en dos grandes grupos, aplicaciones de alta potencia (por encima del milivatio) y aplicaciones de baja potencia (por debajo del milivatio). Entre las primeras cabe destacar las siguientes:

- *Sóнар marino*: ideado inicialmente, como ya se ha indicado, para detectar submarinos. Sus aplicaciones hoy en día son muy variadas, tales como la inspección del fondo marino o la localización de bancos de peces.
- *Limpieza ultrasónica*: al sumergir un objeto en un líquido de limpieza adecuado y hacer

pasar el ultrasonido a través de este fluido, las ondas de choque producidas durante la cavitación alcanzan la superficie del objeto eliminando la suciedad sin provocarle daños.

- *Catalizadores ultrasónicos en reacciones químicas*: las vibraciones producidas por el ultrasonido aumentan la velocidad de ciertas reacciones e incluso pueden hacer detonar sustancias explosivas sensibles al choque.
- *Soldadura ultrasónica de plásticos y metales*: en la soldadura de plásticos las vibraciones ultrasónicas se aplican en la dirección perpendicular a la zona interfacial. Estas vibraciones generan el suficiente calor de fricción como para fundir el plástico. En el caso de los metales las vibraciones se aplican en la dirección transversal y provocan que las moléculas de los límites se mezclen creando una auténtica unión metalúrgica.
- *Cirugía ultrasónica*: el bisturí ultrasónico, también llamado bisturí armónico, reduce notablemente el esfuerzo necesario para cortar y además disminuye las pérdidas de sangre en determinadas operaciones.
- *Tratamiento de productos alimenticios*: las ondas ultrasónicas destruyen la membrana celular de los microorganismos que dañan los alimentos provocándoles la muerte.

Las aplicaciones de baja potencia se caracterizan por su naturaleza no invasiva y su baja peligrosidad. Entre ellas pueden señalarse:

- *Localización de defectos en piezas metálicas*: un pulso ultrasónico es emitido a través de una de la caras de la muestra y regresa al transductor después de reflejarse en la cara opuesta. Si existen defectos en el interior del material se producen otras reflexiones con un tiempo de retardo menor. Este tiempo de retardo es una medida de la localización de los defectos.
- *Determinación del módulo de elasticidad de los sólidos*: la velocidad de propagación del sonido en un sólido está relacionada con sus propiedades elásticas, de modo que la medida de esta velocidad es un método adecuado para determinar los módulos de elasticidad de aquellos materiales que no puedan ser sometidos a los experimentos convencionales de extensión, torcedura y cizallamiento.
- *Determinación de propiedades físicas de líquidos y gases*: al medir el grado de absorción del ultrasonido en un fluido es posible obtener información sobre la temperatura y la presión del mismo.
- *Diagnóstico médico*: el ultrasonido dirigido hacia el organismo es reflejado por las interfases tisulares, y el patrón de reflexión resultante es digitalizado para producir una imagen móvil en una pantalla o una fotografía. Esta técnica es adecuada para explorar estructuras que contienen líquido, medio donde el ultrasonido se propaga sin dificultad (vejiga, hígado, feto en el interior del saco amniótico).

- *Detección de obstáculos*: un único transductor, en el caso más simple, emite de forma continua una señal ultrasónica que es recibida por otro transductor situado a cierta distancia. La detección se produce cuando esta señal es interrumpida por un obstáculo situado en la zona comprendida entre ambos transductores. Si se desea cubrir áreas de mayor tamaño es necesario aumentar el número de emisores y de receptores. En este caso la configuración geométrica de los transductores responderá a unas necesidades concretas del problema de detección.
- *Medida de distancias*: su principio de operación es el mismo que el del sónar marino y consiste en la medida del tiempo que transcurre desde el momento en que se emite un pulso ultrasónico hasta el instante de su regreso procedente de un reflector situado en el entorno. Si se supone que el emisor y el receptor son el mismo transductor, el tiempo de vuelo  $t$  permite fácilmente obtener la distancia  $r$  que media entre éste y el reflector a partir de la expresión  $r = c \cdot t/2$ , siendo  $c$  la velocidad de propagación del ultrasonido en el medio.

Como ya se ha comentado anteriormente, el trabajo desarrollado en esta tesis está directamente relacionado con las dos aplicaciones de baja potencia que han sido descritas en último lugar. El diseño específico de este tipo de sistemas para exteriores supone un nuevo paso en su evolución que plantea nuevos retos que resolver, tal y como se pondrá de manifiesto a lo largo de la tesis.

## 1.2. Entorno de desarrollo de la tesis

El desarrollo de esta tesis ha ido asociado a dos proyectos de investigación financiados por el Ministerio de Ciencia y Tecnología de España, el proyecto TELEVÍA (referencia COO1999-AX049) y el proyecto PARMEI (referencia DIP2003-08715-C02-01).

El proyecto TELEVÍA, desarrollado conjuntamente con la empresa pública RENFE y la empresa LOGYTEL durante el periodo 2001-2003, aborda de una manera integrada la variada problemática ligada a la seguridad y control automatizado de la circulación de unidades ferroviarias en líneas de baja y media intensidad de tráfico. Entre los objetivos de este proyecto se incluye el desarrollo de diversos módulos sensoriales que permitan detectar situaciones críticas tales como la presencia de obstáculos en las vías. En este sentido los sensores de ultrasonidos son un complemento ideal para otros sistemas basados en infrarrojos o en visión artificial, ya que estos sistemas tienen un comportamiento deficiente en condiciones de niebla o con cambios de luminosidad, situaciones que tienen un efecto despreciable sobre la propagación de las ondas ultrasónicas.

El proyecto PARMEI, desarrollado conjuntamente con el Instituto de Automática Industrial del CSIC durante el periodo 2004-2006, tiene por objetivo principal la elaboración de nuevos métodos y técnicas que permitan la determinación de la posición absoluta de robots

móviles en espacios interiores, utilizando para ello sensores de ultrasonidos y/o infrarrojos distribuidos en el entorno de movimiento del robot. A pesar de esta referencia explícita a los espacios interiores, desde el primer momento se ha tenido presente la posibilidad de aplicar estas técnicas en entornos menos estables que, sin llegar a ser espacios completamente abiertos, bien podrían tratarse de túneles o naves industriales de gran tamaño que no pueden en ningún modo considerarse entornos cerrados. Para ello es necesario tener un conocimiento profundo sobre la influencia que pueden tener las condiciones ambientales en la propagación de las señales ultrasónicas, uno de los objetivos fundamentales de esta tesis, tal y como se verá con mayor detalle en el siguiente capítulo.

Por último, desde un punto de vista económico, esta tesis ha tenido una tercera fuente de financiación: el segundo y el tercer planes regionales de investigación, desarrollo tecnológico e innovación de Extremadura (II y III PRI+DT+I) que, a través de la ayudas concedidas para la realización de estancias breves en centros de investigación no pertenecientes a la Comunidad Autónoma Extremeña, han subvencionado las estancias realizadas en el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá durante los años 2001, 2002 y 2003, así como la estancia realizada en el laboratorio de Percepción Activa de la Universidad de Amberes durante el año 2005, todas ellas imprescindibles para el desarrollo de la tesis.

### 1.3. Estructura de la tesis

La redacción de esta tesis se ha estructurado en siete capítulos atendiendo a los diferentes temas que han sido abordados en el desarrollo de la misma. Así, después de esta introducción, en el capítulo 2 se presenta una revisión de los trabajos más relevantes relacionados con el desarrollo de sistemas sensoriales ultrasónicos que utilizan el aire como canal de transmisión. En este capítulo se revisan también los distintos tipos de arquitectura hardware empleados en el proceso de la señal ultrasónica, se describen algunos sistemas que hacen uso de señales ultrasónicas en el exterior y se hace un breve repaso de las distintas tecnologías empleadas en los sistemas de detección de obstáculos.

En el capítulo 3 se realiza un análisis detallado de toda la fenomenología asociada a la propagación del ultrasonido en la atmósfera, prestando especial atención al fenómeno de las turbulencias. Después de llegar a conclusiones de tipo teórico sobre el efecto que pueden tener los distintos mecanismos estudiados, se acomete un estudio experimental y se discuten los resultados obtenidos.

En el capítulo 4 se propone un nuevo esquema de codificación para las señales ultrasónicas y se desarrolla toda la algoritmia asociada con el proceso de estas señales. Al final del mismo se muestran diversas simulaciones para comprobar que el comportamiento de los algoritmos es el esperado.

El capítulo 5 presenta el diseño del sistema sensorial ultrasónico, comenzando con la propuesta de un esquema de modulación adecuado a las exigencias del transductor esco-

gido. A continuación se diseñan todas las etapas que conforman el módulo de detección, partiendo de los algoritmos de proceso desarrollados en el capítulo anterior. Una vez diseñado, el sistema es caracterizado a través de varias simulaciones y, finalmente, se muestra un primer conjunto de resultados reales obtenidos con objeto de confirmar la validez del sistema propuesto.

El capítulo 6 está dividido en dos bloques claramente diferenciados. La primera mitad del capítulo muestra la implementación hardware del sistema sensorial completo sobre dos plataformas distintas, una programable y otra configurable, comparando los tiempos de ejecución obtenidos en ambas plataformas. En la segunda mitad del capítulo se presentan diversos resultados obtenidos con señales reales a lo largo del desarrollo de la tesis para caracterizar distintas propiedades del mismo.

Por último en el capítulo 7 se discuten las conclusiones finales, se resumen las principales aportaciones realizadas y se indican las futuras líneas de actuación que podrían derivarse del trabajo realizado.

## Capítulo 2

# Estado de la cuestión y objetivos planteados

La mayoría de los sistemas ultrasónicos que utilizan el aire como canal de transmisión han sido desarrollados para entornos cerrados. En la primera sección de este capítulo se da una visión general de las distintas aplicaciones que han encontrado estos sistemas, prestando especial atención a aquellas relacionadas con el mundo de la robótica, que es donde los sistemas ultrasónicos sensoriales han experimentado una mayor evolución.

La codificación de las señales emitidas es parte de esta evolución y una de las estrategias más utilizadas a la hora de mejorar el comportamiento de estos sistemas. Por este motivo, en la segunda sección se presenta una revisión de los trabajos más relevantes relacionados con la codificación y el proceso de la señal ultrasónica, sección que está íntimamente relacionada con el capítulo 4 de esta tesis, donde se propone un nuevo esquema de codificación.

El tratamiento de las señales ultrasónicas codificadas se ha llevado a cabo tradicionalmente sobre sistemas programables, aunque comienzan a aparecer algunos trabajos donde se proponen arquitecturas configurables. Algunos de estos trabajos son presentados en la tercera sección. A continuación, en la cuarta sección, se realiza una revisión de los distintos sistemas que han hecho uso de las señales ultrasónicas en el exterior, mostrando las estrategias utilizadas por algunos de ellos para compensar los inconvenientes derivados de este tipo de entornos.

La aplicación inicial que impulsa el desarrollo de esta tesis es el diseño de un sistema de sensores ultrasónicos para detectar obstáculos en vías ferroviarias. Por este motivo se ha creído necesario incluir en este capítulo una breve revisión de las distintas tecnologías empleadas en la localización de obstáculos en exteriores. Finalmente, la última sección presenta una descripción detallada de los objetivos planteados en esta tesis.

## 2.1. Sistemas ultrasónicos en el aire. Visión general

### 2.1.1. El ultrasonido en la robótica

Desde la aparición de los primeros robots móviles éstos incorporan sistemas sensoriales que les proporcionan información sobre la geometría de su entorno. Dentro de estos sistemas los sensores de ultrasonidos adquieren pronto gran popularidad como un método de bajo coste que permite detectar la presencia de obstáculos cercanos. Así, al comienzo de la década de los 70 aparece en la Universidad de California el robot *Jason* que incorpora un sistema de este tipo. Desde entonces muchos robots han incluido entre sus sistemas sensoriales los basados en ultrasonidos, algunos de ellos prototipos comerciales de amplia aceptación como son el *Robuter* [Rob91] o el *Nomad* [Nom95].

Además del precio, otra de las características que ha contribuido al extendido uso de los sensores ultrasónicos en la robótica móvil es su robustez mecánica. Otros sistemas sensoriales de mayor coste, como las cámaras de video, son sensibles a fenómenos que no tienen ningún efecto sobre la propagación de las ondas ultrasónicas (cambios de luminosidad, presencia de polvo, etc.).

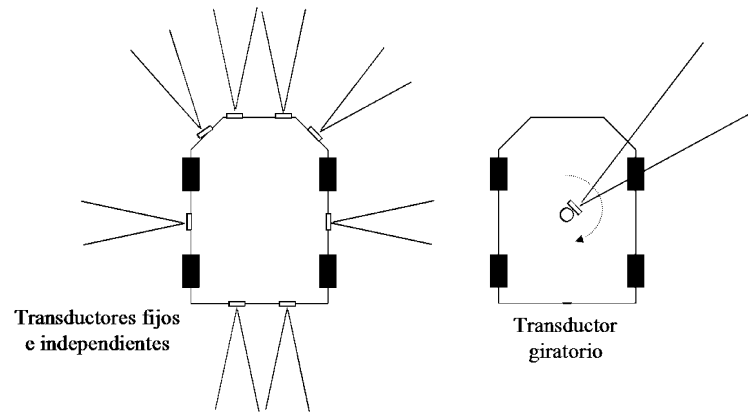
El principio en el que están basados la gran mayoría de estos sistemas es el mismo que el del sónar marino: la medida del tiempo de vuelo (TDV) de un pulso ultrasónico desde el instante en que es emitido hasta el momento en que es recibido después de haber sido reflejado por un objeto del entorno. Si emisor y receptor son el mismo transductor la distancia al objeto  $r$  queda determinada por la velocidad del sonido en el aire  $c$  a través de:

$$r = \frac{c \cdot TDV}{2} \quad (2.1)$$

Los sensores de ultrasonidos sólo pueden detectar obstáculos que caigan dentro de su haz de emisión. Por este motivo los sistemas sónar montados sobre robots están generalmente formados por una estructura de varios transductores orientados en diferentes direcciones [YOY00], o bien por un único transductor giratorio [Sab92, UMR94], lo que les permite realizar un barrido completo de todo su entorno (véase la figura 2.1).

La estructura de varios transductores tiene la ventaja de que es posible realizar varias medidas simultáneamente, de manera que la exploración del entorno es más rápida que con un único transductor giratorio. El precio a pagar es un aumento de la complejidad del sistema, así como de los cálculos a realizar posteriormente como consecuencia de no tener referidas todas las medidas al mismo punto. Además, como los transductores operan de forma independiente, es necesario distribuirlos de forma adecuada para evitar que la señal emitida por uno de ellos sea recibida por otro transductor que está esperando su propio eco (*crosstalk*) [BK91a]. A pesar de ello, estos sistemas de anillos de transductores independientes han sido ampliamente empleados en el desarrollo de muchos robots móviles.





**Figura 2.1:** Modos alternativos de disponer los transductores en un robot móvil.

El principal inconveniente que presentan los sensores de ultrasonidos es la escasez de información que suministran. Cada medida indica la distancia a la que se encuentra un objeto dentro del haz de emisión del sensor, pero ni siquiera es posible determinar su dirección. Es evidente que puede disminuirse esta incertidumbre estrechando el haz de emisión pero en este caso sería necesario aumentar el número de medidas para barrer el mismo espacio, intercambiando precisión por tiempo de ejecución. Además, un excesivo estrechamiento del haz de emisión incrementa el efecto de filtrado asociado al transductor, un fenómeno que pocas veces se tiene en cuenta y que es una fuente de problemas por sí mismo [Per94].

Un paso más en la evolución de los sistemas s3nar se da con el desarrollo de sensores formados por varios transductores, capaces de conseguir no s3lo determinar la direcci3n del obst3culo, sino tambi3n identificar cierto tipo de reflectores gen3ricos recibiendo con varios transductores la se3al emitida por uno de ellos (recepci3n multi-aural). As3 Barshan y Kuc [BK90a] proponen un sensor formado por dos emisores/receptores separados que puede discriminar entre planos y esquinas a partir de los cuatro TDVs medidos y de la amplitud de los ecos recibidos. Peremans *et al.* [PAC93] proponen m3s tarde un sensor tri-aural formado por un emisor/receptor y dos receptores laterales situados a una distancia de 15 cm del central. Los tres TDVs obtenidos permiten discriminar entre planos y salientes y determinar adem3s el radio de curvatura de los reflectores.

Kleeman y Kuc [KK95] muestran que la discriminaci3n entre los tres tipos de reflectores considerados elementales (planos, salientes y esquinas) puede conseguirse empleando 3nicamente dos emisores y dos receptores. En este trabajo proponen un sensor formado por tres transductores, una pareja receptor y emisor/receptor situados en un extremo muy pr3ximos entre s3 (con objeto de minimizar el problema de correspondencia de ecos) y un emisor situado en el otro extremo a 22.5 cm de los anteriores, de forma que los dos transductores m3s pr3ximos reciben cuando emite el del otro extremo o cuando emite uno de ellos. Los cuatro TDVs as3 obtenidos pueden ser analizados para identificar a los reflectores.

En un trabajo m3s reciente del Departamento de Electr3nica de la Universidad de Al-

calá [UMG<sup>+</sup>99] se propone un sensor formado por dos parejas de transductores separadas entre sí 30 cm. De estos cuatro transductores uno actúa como emisor/receptor y los tres restantes como receptores. El sensor puede discriminar entre planos y salientes calculando el valor de unas funciones características a partir de ciertos términos cuadráticos de los TDVs medidos, lo que evita el cálculo de transformaciones geométricas previas.

La información proporcionada por el sistema sónar al robot puede ser utilizada por éste para realizar una acción inmediata o bien para confeccionar una imagen de su entorno con el nivel de detalle suficiente como para poder navegar a través de él de forma autónoma. Existen gran cantidad de trabajos dedicados al diseño de mapas de este tipo [Elf87, BK90b, BK91b, SC96, Ure98], aunque este tema queda fuera de los objetivos de esta tesis.

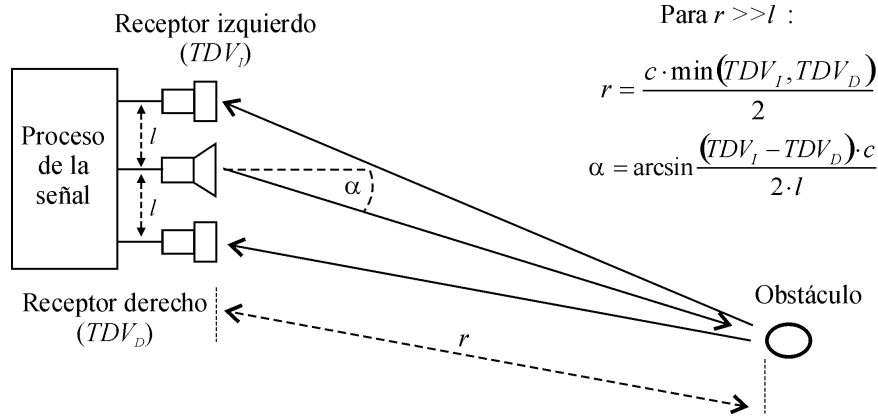
### 2.1.2. Otras aplicaciones de los sistemas ultrasónicos

Aunque es en el mundo de la robótica móvil donde más se ha extendido el uso del sónar aéreo, existen otras aplicaciones para este tipo de sistemas, muchas de ellas íntimamente relacionadas con los sistemas descritos en la sección anterior.

Entre estas aplicaciones pueden destacarse en primer lugar los sistemas de detección de obstáculos para invidentes. La mayoría de estos sistemas también están basados en la medida del TDV de un pulso ultrasónico que ha sido reflejado. Así Hoydal y Zelano [HZ91] presentan un bastón dotado de un único transductor y un módulo electrónico basado en un temporizador que genera a la salida una señal acústica cuya frecuencia es inversamente proporcional al tiempo de vuelo medido. Un sistema parecido es descrito por Batarseh *et al.* [BBM97], aunque en este caso el sensor va montado sobre un casco y el circuito encargado de generar la señal acústica está basado en un conversor voltaje-frecuencia.

Un sistema más complejo es el propuesto por Mihajlik *et al.* [MGST01], formado por tres transductores alineados, uno central actuando como emisor y los dos laterales actuando como receptores, tal y como puede verse en la figura 2.2 (recepción bi-aural). Este sistema proporciona información no sólo de la distancia a la que se encuentra el obstáculo más cercano  $r$  sino también de su dirección en un plano horizontal  $\alpha$ , información que es suministrada al usuario a través de unos auriculares en forma de sonido estereofónico. El mismo tipo de información proporciona el sistema *NavBelt* desarrollado por la Universidad de Michigan [SBK98], aunque en este caso la emisión de ultrasonidos es generada por un cinturón de ocho transductores que cubren un ángulo total de 120°. En la misma universidad se ha desarrollado el sistema *GuideCane* [BU97] formado por un bastón adosado a un pequeño robot móvil que detecta la presencia de obstáculos gracias a un anillo de diez transductores ultrasónicos. En ausencia de obstáculos el robot avanza en la dirección indicada por un joystick situado en el otro extremo del bastón.

Además de los sistemas sónar señalados anteriormente también han sido utilizados como sistemas de ayuda para invidentes los sónar FM. Estos sistemas emiten de forma continua

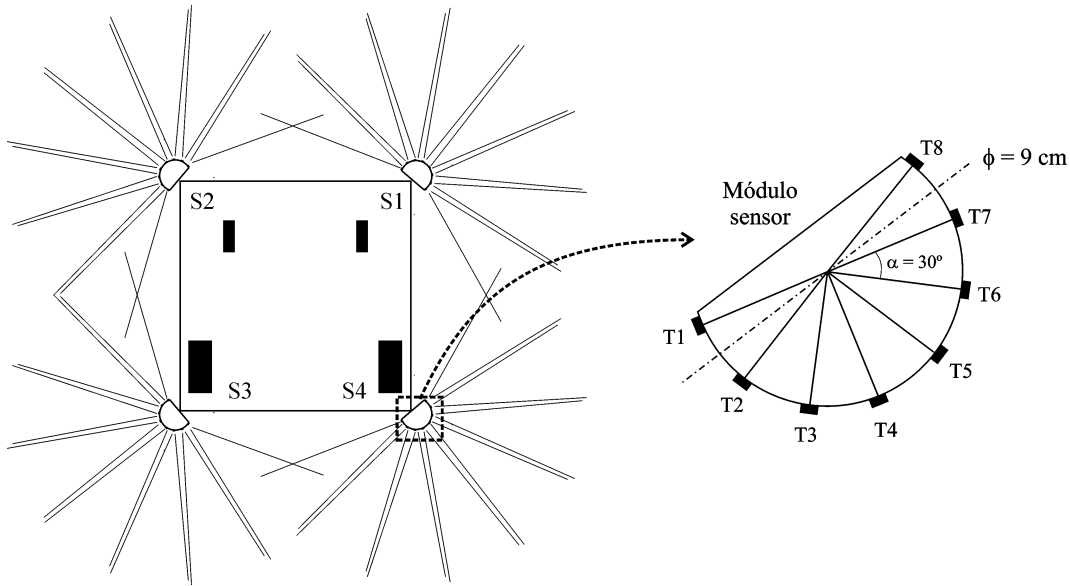


**Figura 2.2:** Sistema de eco-localización bidimensional propuesto por Mihajlik *et al.* [MGST01].

una señal que realiza un barrido en frecuencia. En este caso el eco recibido, una vez demodulado con ayuda de la señal transmitida, tiene un espectro característico que puede ser analizado para clasificar la naturaleza de los obstáculos que lo han originado [KPL96]. Este tipo de sónar, que ha sido utilizado por algunos sistemas en el exterior, será analizado con más detalle en la sección 2.4.

De gran importancia son igualmente los sistemas sónar montados sobre sillas de ruedas eléctricas como sistemas de ayuda para la navegación de estos vehículos. Al igual que en los robots, estos sistemas suelen estar formados por varios transductores dispuestos en forma de anillo alrededor de la silla y orientados de tal forma que detecten la presencia de obstáculos en la dirección del movimiento, minimizando el *crosstalk* entre ellos [LBJ<sup>+</sup>99, FLL00]. Una disposición más compleja de estos transductores puede verse en Ureña *et al.* [UGB<sup>+</sup>99], donde cuatro módulos independientes de ocho transductores cada uno son situados en las esquinas de la silla, cubriendo cada uno de estos módulos un ángulo de aproximadamente 240° (figura 2.3). Con esta configuración el proceso de detección se lleva a cabo en dos fases: en la primera fase los dos módulos situados en una de las diagonales realizan una emisión y los cuatro módulos reciben. En la siguiente fase los dos módulos situados en la otra diagonal emiten y los cuatro módulos reciben, de modo que se incrementa notablemente la capacidad de detección de un obstáculo.

Hasta ahora todos los sistemas pulsados que han sido descritos están basados en la medida del TDV de una señal ultrasónica que ha sido reflejada por un objeto del entorno. Sin embargo, es posible encontrar otras aplicaciones basadas en la medida del tiempo de vuelo directo de un pulso ultrasónico desde un emisor hasta un receptor sin sufrir ningún tipo de reflexión. Éste es el caso de los sistemas de posicionamiento local (LPS), cuyo objetivo es obtener la posición absoluta de un objeto en un entorno cerrado y definido. Estos sistemas calculan la posición de un objeto midiendo la distancia absoluta que le separa de varios puntos de referencia (multilateración esférica) o bien la diferencia entre estas distancias (multilateración hiperbólica) [Tau02].

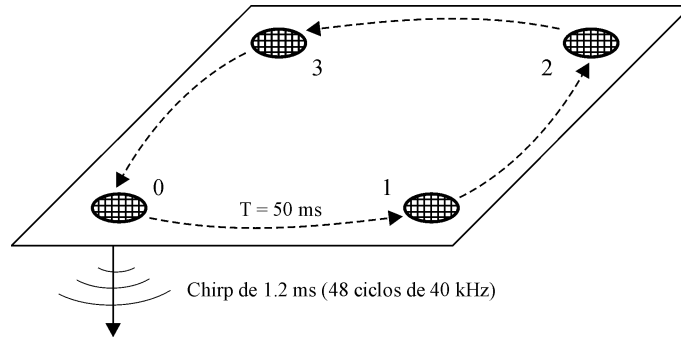


**Figura 2.3:** Módulo sensor y distribución de sensores en el sistema sónico propuesto por Ureña *et al.* [UGB<sup>+</sup>99] para una silla de ruedas.

En los sistemas de posicionamiento local pueden encontrarse dos filosofías opuestas. O bien los receptores ultrasónicos están situados en posiciones conocidas y es el objeto a localizar el que emite los pulsos ultrasónicos, de modo que el cálculo de la posición se realiza en un sistema central (sistemas de cálculo centralizado), o por el contrario, los emisores están situados en posiciones conocidas y es el objeto, dotado de uno o varios receptores, el encargado de calcular su propia posición (sistemas de cálculo localizado).

Entre los sistemas centralizados se encuentra el sistema *Bat* desarrollado por la empresa AT&T [ACH<sup>+</sup>01], que es capaz de obtener una precisión de 3 cm en el 95 % de los casos, con una frecuencia de actualización de las medidas de hasta 50 Hz. Para obtener este nivel de precisión el sistema utiliza una señal de radio que sincroniza al emisor con los receptores.

Entre los sistemas localizados cabe destacar el sistema *Constellation* de Intersense [FHP98] que permite a una unidad móvil calcular su propia posición con una precisión de varios milímetros. En este caso la señal de sincronismo, emitida por la unidad móvil, es una señal infrarroja codificada que solicita la emisión de las balizas una a una. Un sistema localizado de gran interés debido a su bajo coste es el desarrollado por la Universidad de Bristol [RM01]. Este sistema está constituido por cuatro transductores piezoeléctricos formando un cuadrado en el techo de una habitación a 3.2 metros de altura (figura 2.4). Después de una señal de sincronismo de radiofrecuencia los cuatro transductores emiten secuencialmente en intervalos de 50 ms una señal ultrasónica de 1.2 ms de duración (48 ciclos de 40 kHz) generada por un microcontrolador PIC. Aunque para detectar la posición de un objeto por multilateración esférica se requieren tres distancias, los autores introducen un cuarto transductor para ampliar así la zona de cobertura del sistema y compensar posibles pérdidas de señal. La precisión alcanzada con este sistema de posicionamiento está entre 10 y 25 cm.



**Figura 2.4:** Sistema de posicionamiento local desarrollado por la Universidad de Bristol [RM01].

En un trabajo más reciente [MM03] se propone un sistema idéntico al de la Universidad de Bristol pero que elimina la señal de sincronismo de radiofrecuencia. La medida precisa de la posición del receptor se consigue realizando una emisión periódica de los pulsos ultrasónicos siguiendo un patrón bien definido e introduciendo un filtro de Kalman que modela todo el proceso.

### 2.1.3. Problemas asociados al uso del ultrasonido en el aire

La calidad de las medidas que se obtienen en un sónar aéreo está muy por debajo de la que se obtiene en los originales sistemas submarinos. Estas diferencias tienen varias causas [Eve95]:

- El agua es mucho mejor conductora del sonido que el aire. En un medio submarino es posible detectar pulsos ultrasónicos emitidos a miles de kilómetros. La gran atenuación que sufre el sonido en el aire limita su uso a distancias mucho más cortas (decenas de metros).
- La relación de impedancias acústicas entre los transductores y el medio es mucho menor en el agua, de modo que la eficiencia en la transmisión de energía es mayor en este último medio.
- Generalmente el sónar marino tiene por objeto la localización de obstáculos de gran tamaño que provocan la reflexión de gran parte de la energía transmitida. La localización de obstáculos pequeños es mucho más crítica en los sistemas que operan en el aire.

Por otro lado, a la hora de diseñar un sónar aéreo es importante tener en cuenta que existen factores de diversa naturaleza que pueden influir en la precisión de la medida de los TDVs. Entre ellos pueden destacarse [BK91a, Eve95]:

- La velocidad del sonido en el aire depende de la humedad relativa y sobre todo de la

temperatura ambiente. Una variación en estos parámetros provocará una variación en la velocidad de propagación del pulso ultrasónico y un error en la determinación de su TDV si no se emplean técnicas de compensación. Esta dependencia es especialmente importante en ambientes externos donde los rangos de variación de estas magnitudes son mucho mayores que en un entorno controlado. En este tipo de ambientes es necesario tener en cuenta además el efecto del viento, que influye de manera determinante en la velocidad de propagación del pulso ultrasónico.

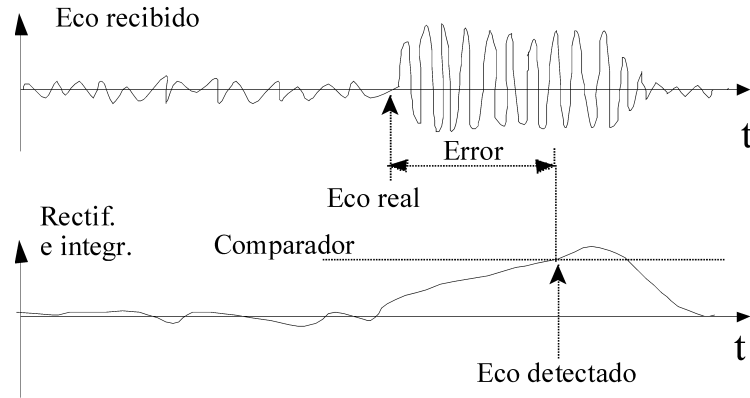
- La divergencia esférica de las ondas acústicas y los diferentes tipos de reflectividad de los obstáculos encontrados pueden provocar variaciones en los niveles del eco recibido, por lo que una simple técnica de umbralización de la señal está sujeta a errores. Estos errores son descritos con detalle en la siguiente sección.
- Los temporizadores que codifican el tiempo transcurrido entre la emisión y la recepción de un pulso ultrasónico se implementan mediante contadores con una frecuencia de reloj determinada. Esta frecuencia impone la exactitud máxima con la que pueden realizarse las acotaciones de tiempo.
- La cantidad de energía reflejada por un objeto depende del ángulo de incidencia de la onda ultrasónica y de la naturaleza de su superficie. En un entorno cerrado la mayoría de los objetos que se encuentran tienen una superficie lisa y predominan los modelos de reflexión especular [DJMW96, KK95], lo que podría provocar la recepción de ecos provenientes de múltiples reflexiones en lugar del eco directo del objeto más cercano.

Existe además un límite inferior y un límite superior para las distancias que pueden ser medidas con un único transductor. Durante la emisión el sistema de recepción está deshabilitado, de manera que todo objeto situado a una distancia tal que el eco reflejado llegue al transductor antes de que haya emitido todo el pulso ultrasónico no será localizado correctamente [Mas99]. Por otro lado la distancia máxima dependerá de varios factores tales como la potencia transmitida, la absorción del medio, el tipo de reflector y el umbral de detección [DJMW96].

La búsqueda de soluciones a estos inconvenientes ha sido el motor que ha impulsado la investigación en el campo del sónar, dando lugar a esquemas de codificación y algoritmos de proceso de la señal ultrasónica que han mejorado notablemente el desempeño de estos sistemas.

## 2.2. Codificación y proceso de la señal ultrasónica

La forma más simple de detectar la llegada de un pulso ultrasónico es la técnica conocida como detección de envolvente, que aparece representada en la figura 2.5. El pulso es detectado cuando la señal recibida, después de ser rectificada e integrada, supera un determinado nivel umbral [Pol91].



**Figura 2.5:** Técnica de detección de envolvente en la medida de TDVs.

La detección de envolvente ha sido utilizada con éxito en gran cantidad de sistemas donde no se requiere una medida muy precisa de los TDVs. La mayoría de estos sistemas incorporan un control automático de ganancia en la etapa de recepción que permite compensar la elevada atenuación sufrida por el ultrasonido en el aire. Sin embargo esta técnica presenta una serie de inconvenientes que se exponen a continuación:

- *Sensibilidad al ruido:* Cuando se espera un nivel de amplitud por encima de un determinado umbral puede ocurrir que un ruido de gran potencia dispare el comparador dando lugar a una medida errónea. Este problema puede solucionarse emitiendo señales de mayor amplitud y elevando el umbral de detección, pero hay que tener en cuenta que existe un límite para esta amplitud máxima impuesto por las características de los transductores empleados. En ciertas aplicaciones este límite es aún menor ya que una potencia demasiado elevada podría tener un efecto no deseado sobre el medio (como es por ejemplo el caso de las aplicaciones biomédicas).
- *Poca precisión temporal:* En la detección de umbral es imposible conocer el momento exacto en que el eco es recibido, lo que introduce una imprecisión que puede llegar a ser hasta de varios centímetros en las distancias medidas.
- *Baja resolución espacial:* Dos objetos muy próximos entre sí provocan ecos solapados que el receptor es incapaz de discriminar. Si  $\Delta\tau$  representa el tiempo de emisión y  $c$  la velocidad del sonido, la resolución espacial  $\Delta R$  viene dada por:

$$\Delta R = \frac{c \cdot \Delta\tau}{2} \quad (2.2)$$

Para mejorar la resolución es necesario por tanto disminuir el tiempo de emisión, lo que obliga a incrementar la amplitud de la señal emitida si se desea transmitir la misma energía y mantener el alcance del sistema. Esto conduce de nuevo a las limitaciones establecidas en el primer punto.

- *Baja frecuencia de operación:* Antes de realizar una nueva emisión es necesario esperar un tiempo suficientemente elevado como para que todos los ecos que pudieran recibirse estén lo bastante atenuados y no sean confundidos con los ecos procedentes de la nueva emisión. Este tiempo de espera dependerá de la potencia emitida así como de la naturaleza de los reflectores presentes en el entorno.
- *Dificultad de operar en paralelo:* Los sistemas formados por varios transductores deben evitar que la señal emitida por uno de ellos sea recibida como eco por cualquier otro transductor que espera su propio eco. Ya se ha visto en la sección 2.1.2 que la solución a este problema pasa por realizar una emisión secuencial, disminuyendo por tanto la frecuencia de operación, o bien por realizar una cuidadosa disposición geométrica de estos transductores.

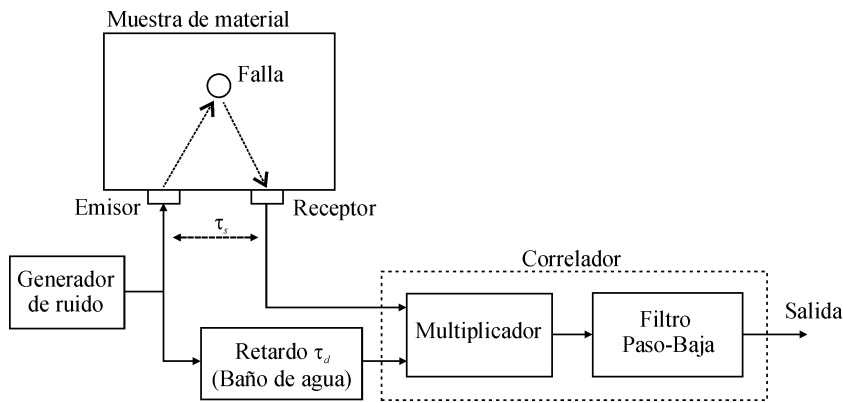
Una técnica que permite solventar estos inconvenientes de manera eficiente es la compresión de pulsos utilizada en los sistemas radar. En la teoría del radar se demuestra que para detectar una señal contaminada con ruido blanco optimizando la relación señal-ruido a la salida es necesario emplear un filtro acoplado cuya respuesta impulsiva es proporcional a la señal que se desea detectar [Hov84]. Este filtro localiza una forma de onda conocida en la señal que le llega corrompida por el ruido realizando la correlación cruzada entre ambas señales; de este modo reúne en un único pulso toda la energía contenida en la señal transmitida.

La técnica de compresión de pulsos resuelve por sí misma los tres primeros problemas señalados anteriormente. Por un lado permite insensibilizar al sistema respecto del ruido ya que para incrementar la relación señal-ruido a la salida del detector basta con aumentar la longitud, y no la amplitud, de la señal transmitida. Por otro lado aumenta notablemente la precisión temporal ya que el instante de llegada del eco viene determinado por un único pulso y no por una envolvente. Por último, esta técnica también consigue una importante mejora en la resolución espacial ya que la correlación de ecos solapados genera dos pulsos fácilmente identificables.

Los dos problemas que aparecen en último lugar, la baja frecuencia de operación y la dificultad de operar en paralelo, pueden solventarse añadiendo a la técnica de compresión de pulsos una adecuada codificación de las señales emitidas. Si estas señales son escogidas de manera tal que sea mínimo el valor de las correlaciones cruzadas entre ellas (emisiones ortogonales o pseudo-ortogonales), será posible la emisión simultánea de varios transductores sin riesgo de que se produzca *crosstalk* entre ellos. Será posible también la emisión de una señal sin necesidad de esperar a que sean recibidos todos los ecos de la señal emitida anteriormente, aumentando así la frecuencia de operación de manera proporcional al número de señales ortogonales disponibles. Aún más, dependiendo de las propiedades de autocorrelación de las señales emitidas, puede incluso reducirse casi en su totalidad el límite inferior para la distancia mínima que puede medirse con un único transductor, como ha sido mostrado recientemente por Hernández *et al.* [HUM<sup>+</sup>05].



Uno de los primeros campos en emplear estas técnicas es el de la evaluación no destructiva de materiales con señales ultrasónicas (sistemas NDT). En un trabajo pionero, Furgason *et al.* [FNBC75] proponen un sistema de este tipo donde se transmite un ruido gaussiano cuyo espectro está centrado en la frecuencia de operación de los transductores. La correlación del eco recibido se realiza con una versión retardada de la señal emitida que se propaga a través de un baño de agua con dos transductores (véase la figura 2.6). La distancia de separación entre estos transductores, y por tanto el tiempo de retardo de la señal patrón, se controla a través de un micrómetro, de modo que es posible detectar la presencia de defectos en el material para distintas profundidades. En este trabajo se muestra además que la resolución espacial obtenida es inversamente proporcional al ancho de banda de la señal emitida, lo que justifica que esta señal sea escogida como un ruido gaussiano.



**Figura 2.6:** Sistema NDT propuesto por Furgason *et al.* [FNBC75].

El sistema anterior tiene un gran inconveniente que se deriva de la emisión de un ruido puro: es necesario disponer de esta misma señal como patrón para poder realizar la correlación, lo que impone la presencia del baño de agua como línea de retardo de la señal ultrasónica. Esta línea de retardo, además de voluminosa, limita la rapidez con que puede variarse la profundidad de la exploración. Una solución a este problema es propuesta por Elías [Eli80] donde la señal emitida pasa a ser un código pseudoaleatorio. Esta señal posee las características espectrales que aseguran una buena resolución espacial y además puede ser replicada en cualquier momento, lo que permite eliminar la línea de retardo del sistema anterior.

Algo más tarde Lee y Furgason [LF82] proponen la codificación de la señal ultrasónica con secuencias Golay como solución al problema de la emisión simultánea de varios transductores. Este tipo de codificación permite además eliminar el ruido auto-inducido que aparece en la correlación de las secuencias pseudoaleatorias y que limita la inmunidad al ruido de estas secuencias.

En los sistemas descritos anteriormente la correlación es realizada por un sistema analógico constituido por un multiplicador y un filtro paso-baja que actúa como integrador. La

aparición de sistemas de correlación digitales como el propuesto por Hayward y Gorfu [HG88] supone un nuevo avance en el desarrollo de estos sistemas. En este trabajo se propone un esquema de codificación basado nuevamente en las parejas Golay. Estas secuencias son transmitidas en banda-base ajustando la longitud de los pulsos de modo que la señal emitida tiene componentes en frecuencia por encima de la frecuencia de operación de los transductores.

En el campo del sónar aéreo, los primeros trabajos en emplear técnicas de compresión de pulsos son los de Audenaert y Peremans [APKC92, PAC93], en donde se codifica la señal ultrasónica con un código Barker de 13 bits. Este código es emitido a través de los transductores ultrasónicos empleando una modulación BPSK con un símbolo formado por cuatro ciclos de una portadora de  $50\text{ kHz}$ . En estos trabajos el eco recibido es correlado con el eco ideal que produciría un único objeto en ausencia de ruido. El mismo esquema de codificación es empleado por Ureña en el desarrollo de un sistema sónar para la automatización de un vehículo industrial [Ure98].

Jörg y Berg [JB96] proponen un esquema de codificación basado en el uso de códigos pseudoaleatorios que permite la emisión simultánea de varios transductores minimizando el problema de *crosstalk* entre ellos. La validez de este esquema de codificación es comprobada experimentalmente por los mismos autores en un trabajo posterior [JB98]. En este caso las secuencias son emitidas en banda-base y la correlación de la señal recibida se realiza con el eco real producido por un buen reflector situado a corta distancia. El problema asociado al ancho de banda finito de los transductores empleados ( $40\text{--}70\text{ kHz}$ ) es compensado mediante la emisión de secuencias de larga duración.

La codificación con secuencias pseudoaleatorias puede encontrarse también en trabajos más recientes como el de Hueber *et al.* [HOB<sup>+</sup>00] o el de Klahold *et al.* [KRR02] donde, a diferencia de los sistemas anteriores, la emisión de la señal ultrasónica se hace de forma continua. En el primero de estos trabajos se transmite la señal en banda-base, mientras que en el segundo se propone un esquema de modulación mixto MSK-PM (modulación en frecuencia de desplazamiento mínimo-modulación en fase) que permite centrar el espectro de la señal emitida en torno a los  $40.2\text{ kHz}$  con un ancho de banda de  $25.6\text{ kHz}$ .

Las parejas Golay también han sido empleadas en la codificación de la señal del sónar aéreo, y a este respecto pueden destacarse los trabajos realizados en el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá. Así, Díaz *et al.* [DUG<sup>+</sup>99] proponen la emisión de las dos secuencias del par de forma consecutiva con una separación entre ambas, empleando en esta emisión un esquema de modulación BPSK. El mismo esquema de modulación es empleado en [DUM<sup>+</sup>99], aunque en este caso los bits de ambas secuencias son entrelazados con objeto de que el efecto que pueda tener el movimiento del emisor o de los reflectores en la señal recibida sea el mismo para ambas secuencias. La emisión simultánea de las dos secuencias del par es propuesta en [DUG<sup>+</sup>00], donde un nuevo esquema de modulación QPSK permite modular parejas de bits en vez de bits aislados, con lo que se consigue

aumentar la frecuencia de operación del sistema. Todos estos trabajos aprovechan las ideales propiedades de correlación cruzada que presentan las parejas Golay<sup>1</sup> para realizar la emisión simultánea de dos transductores con una interferencia mínima entre ellas.

El mismo resultado es conseguido por Kleeman [Kle99] empleando un enfoque completamente diferente. Este autor propone un sistema sónar formado por dos emisores, cada uno de los cuales transmite dos pulsos de corta duración ( $\sim 80 \mu s$ ) separados por un intervalo de tiempo que es distinto para cada emisor. Los receptores realizan la validación de ecos mediante la búsqueda de pulsos de igual forma recibidos con el retardo apropiado. Este algoritmo de búsqueda tiene en cuenta un posible desplazamiento Doppler en la separación de ambos pulsos como consecuencia del movimiento del obstáculo o del robot donde está instalado el sónar, de modo que si el resultado de la comparación de ambos ecos no es demasiado bueno se realiza una nueva comparación después de realizar un ligero desplazamiento relativo. Esta implementación tolera velocidades de hasta  $1.3 m/s$ . El mayor problema de este sistema es que sólo puede operar correctamente con altos niveles de relación señal-ruido, ya que, además de que la energía de los pulsos emitidos es pequeña, la comparación entre el primer y el segundo pulso se realiza calculando la máxima diferencia entre ambos pulsos muestra a muestra y viendo si este valor máximo está por debajo de un cierto umbral. Una importante mejora de este sistema es introducida poco después por Heale y el propio Kleeman [HK00], quienes proponen realizar la comparación de ambos pulsos mediante correlación, de modo que el primer pulso recibido es utilizado para definir el filtro acoplado que se identifica al segundo eco. De este modo se mejora la inmunidad al ruido del sistema y se disminuye el efecto del movimiento del robot, a costa de incrementar la complejidad de los algoritmos de proceso.

Además de los códigos Barker, los pseudoaleatorios y los Golay, otros códigos con similares propiedades de correlación han sido propuestos para codificar la señal ultrasónica del sónar aéreo. Entre ellos pueden destacarse los códigos hiperbólicos de salto en frecuencia (*hyperbolic frequency hop codes*) [MT92, Tit93], o el esquema de modulación por posicionamiento caótico de pulsos (*chaotic pulse position modulation*) [FFR03]. Este último esquema de modulación tiene la ventaja de emplear circuitos analógicos en la excitación de los transductores. En algunos trabajos recientes [TKF<sup>+</sup>03, NOKF04, Álv05] se proponen incluso algoritmos evolutivos para la búsqueda de nuevos códigos que minimicen los picos laterales de la autocorrelación y de las correlaciones cruzadas, manteniendo el pico principal de la autocorrelación lo más alto posible.

No sólo el sónar aéreo y la evaluación no destructiva de materiales han hecho uso de la codificación y la compresión de pulsos de la señal ultrasónica. Existen algunas propuestas que muestran el uso de estas técnicas en otras aplicaciones. Así por ejemplo Haller y Lemon [HL93] emiten códigos pseudoaleatorios con modulación BPSK en un sónar marino. La señal emitida es una secuencia de tres códigos que generan tres picos después de la correlación.

---

<sup>1</sup>Esta propiedad será analizada en detalle en la sección 4.2.3.

Estos tres picos son reducidos a uno solo realizando una segunda correlación. O'Donovan *et al.* [OADG93] proponen un sistema Doppler biomédico para determinar la velocidad de la sangre que está basado en la codificación de la señal con secuencias Golay. En este trabajo se muestra que el límite dado por el producto entre el rango máximo y la velocidad máxima que caracteriza a este tipo de sistemas es proporcional al número de parejas que puedan ser emitidas con baja correlación cruzada entre ellas. Incluso en los sistemas de posicionamiento local descritos en la sección 2.1.2 han empezado a utilizarse estas técnicas, como en el sistema propuesto por Hazas y Ward [HW03] que permite la localización privada de varios usuarios simultáneamente gracias a la codificación de las señales emitidas con códigos Gold. Un sistema parecido que emplea el mismo tipo de codificación ha sido propuesto recientemente por Villandangos *et al.* [VUM<sup>+</sup>05], quienes eliminan la necesidad de una señal de sincronismo entre los emisores y el receptor mediante la emisión periódica y continua de todas las balizas.

Es importante señalar por último que la compresión de pulsos no es la única solución que se ha propuesto para obtener una medida precisa de los tiempos de vuelo. Existen trabajos donde se combina una medida poco precisa del tiempo de vuelo con un proceso de detección de la fase de la señal recibida para obtener, a partir de ambos, un tiempo de vuelo mucho más preciso [GVED97, TFB01].

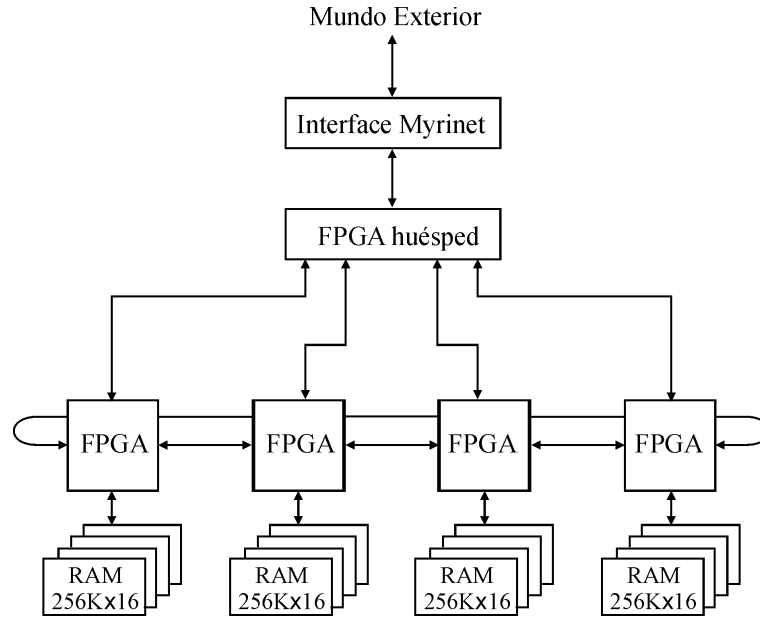
## 2.3. Implementación de los algoritmos de proceso de la señal ultrasónica

El tratamiento de la señal ultrasónica de los sistemas descritos en la sección anterior se ha realizado generalmente sobre sistemas programables. Así por ejemplo Audenaert *et al.* [APKC92] emplean un transputer T222 a 20 *MHz* para realizar el proceso de correlación de los códigos Barker y el posterior algoritmo de validación de picos. Jörg y Berg [JB98] utilizan un DSP TMS320C44 de Micro-Line para calcular la FFT de los códigos pseudoaleatorios recibidos y realizar de este modo el filtrado de acoplamiento *matching* de manera eficiente. La señales continuas del sónar propuesto por Hueber *et al.* [HOB<sup>+</sup>00] son procesadas en un ADSP 21061 de Analog Devices.

No obstante, la búsqueda continua de soluciones cada vez más precisas lleva asociada el desarrollo de algoritmos de procesamiento más complejos, lo que supone una carga computacional cuya implementación práctica puede llegar a superar los límites impuestos por la necesidad de procesamiento en tiempo real. Una solución a este problema está en el uso de arquitecturas configurables para realizar el proceso de la señal. El uso de estas arquitecturas está especialmente indicado para realizar procesos caracterizados por un alto nivel de paralelismo, secuencias de datos de gran longitud, poca resolución en estos datos y con poco o ningún control sobre el proceso [MSH97], características que se asemejan mucho a las de los algoritmos de proceso de las señales sónar.

A finales de los 90 aparecen en la universidad de Brigham Young (Utah) una serie de

trabajos donde se propone la implementación sobre FPGAs de los algoritmos necesarios para realizar el proceso de formación de patrones (*beamforming*) en un sónar marino. Graham y Nelson [GN98a] realizan una comparativa entre la capacidad computacional de la FPGA XC4000XL de Xilinx y del DSP SHARC ADSP21060 a 40 MHz de Analog Devices al realizar el proceso de *beamforming* convencional<sup>2</sup>, concluyendo que por cada FPGA serían necesarios un mínimo de 16 DSPs. En este trabajo se propone además la estructura de procesamiento que aparece representada en la figura 2.7, basada en una red de FPGAs conectadas en anillo con una serie de bancos de memoria exclusivos de cada dispositivo.



**Figura 2.7:** Arquitectura propuesta en la Universidad Brigham Young [GN98a] para el procesamiento de la señal de un sónar marino.

Graham y Nelson [GN98b] y Nelson [Nel01] presentan también la implementación sobre FPGAs de Xilinx de los algoritmos encargados de realizar el proceso de identificación de patrones en el dominio de la frecuencia, lo que requiere un cálculo previo de las FFTs de las señales que llegan a cada sensor. En ambos trabajos se concluye que las FPGAs son realmente efectivas para el tipo de aplicaciones que cumplen los criterios señalados al comienzo de esta sección.

En el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá se ha empleado una FPGA de la familia XC4000 de Xilinx para procesar las señales sónar de un robot móvil con precisión milimétrica y en tiempo real [Ure98]. En un trabajo más reciente, Hernández [Her03] realiza una comparativa entre una arquitectura programable basada en el DSP de altas prestaciones C6701 de Texas Instruments [Tex04] y una arquitectura configurable basada en la FPGA XC4005E de Xilinx a la hora de realizar el procesamiento de bajo nivel de las señales de un sistema sónar que emplea una codificación basada en secuencias Golay.

<sup>2</sup>Las señales recibidas por el array de sensores son sumadas en fase teniendo en cuenta los retardos en la selección de las muestras.

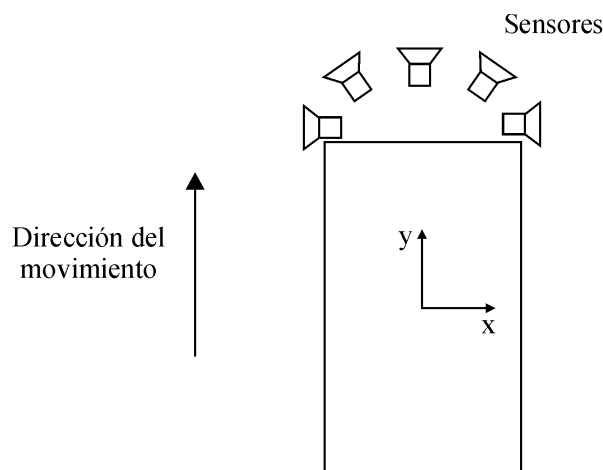
En dicho trabajo se demuestra que la arquitectura basada en el sistema programable es poco adecuada para este tipo de procesamiento si se desea operar en tiempo real.

## 2.4. Sistemas ultrasónicos en el exterior

El ultrasonido ha sido ampliamente utilizado en el exterior en el diseño de sistemas que basan su funcionamiento en la fuerte influencia que tienen factores como el viento, la temperatura o la humedad sobre la velocidad de propagación del sonido. Entre estos sistemas destacan los anemómetros ultrasónicos, un campo donde existen varios trabajos teóricos que analizan en profundidad el efecto del viento sobre la propagación de un pulso ultrasónico en la atmósfera [CT83, CSA00]. Hoy en día puede encontrarse una gran variedad de modelos comerciales con unas características muy superiores a las que proporcionan los tradicionales anemómetros de copa.

El principio de operación de estos anemómetros es muy simple. Todos ellos disponen de varias parejas de transductores que actúan alternativamente como emisor y como receptor, lo que permite conocer el tiempo de vuelo del pulso ultrasónico en ambos sentidos. El tiempo de vuelo en un determinado sentido es inversamente proporcional a la suma de la velocidad del sonido más la velocidad del viento en ese sentido, de modo que la diferencia entre ambos tiempos de vuelo permite calcular la velocidad del viento en la dirección que une ambos transductores sin necesidad de considerar el efecto de la temperatura sobre la velocidad de propagación del sonido. Es posible encontrar anemómetros que determinan las componentes del viento en un plano horizontal mediante dos parejas de transductores, como los desarrollados por Enercorp Instruments [Ene05] o Novalinx [Nov05], o anemómetros que determinan las tres componentes del viento con tres parejas de transductores, como los desarrollados por Metek [Met05] o Gill Instruments [Gil05], todos ellos con una precisión en torno al 2 % en la magnitud de la velocidad y entre 1-3° en la dirección.

Sin embargo, poco puede encontrarse en la literatura sobre sistemas ultrasónicos de detección de obstáculos y medida de distancias para exteriores, y las propuestas realizadas en este sentido casi siempre están relacionadas con el guiado de robots o de vehículos autónomos. Uno de los trabajos pioneros es el realizado por Langer y Thorpe sobre el vehículo autónomo *NavLab* [LT92]. Este vehículo incorpora varias cámaras de video y un láser Erim 3-D además de un sistema sónar de cinco transductores situados en la parte frontal del vehículo, tal y como muestra la figura 2.8. Este sistema sónar, según los propios autores, es el ideal para detectar la presencia de obstáculos inesperados ya que puede proporcionar información importante con poco tiempo de proceso, y además no es confundido por superficies negras o transparentes como lo serían los sistemas ópticos. Los transductores utilizados son piezoeléctricos con una frecuencia de operación de 80  $kHz$  que hace que el sistema sea inmune frente a fuentes de ruido acústico, uno de los principales problemas que presentan los sistemas sónar en el exterior.

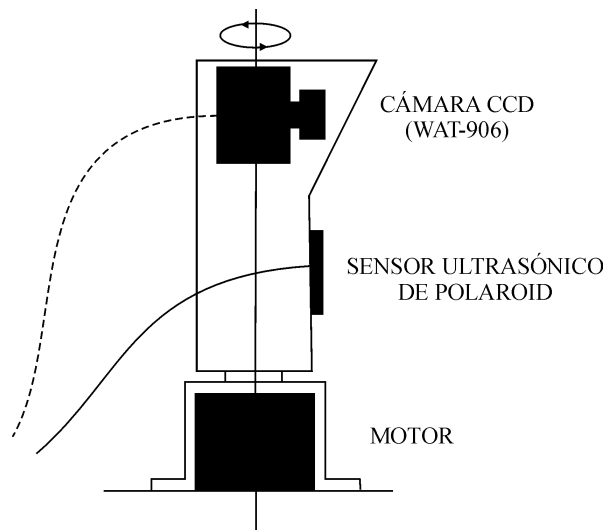


**Figura 2.8:** Configuración de los sensores ultrasónicos en el vehículo NAVLAB [LT92].

Kimoto y Yuta [KY93] presentan un robot autónomo para exteriores que puede recorrer grandes distancias gracias a un sistema de navegación de estima (*Dead Reckoning*) y a un sistema sónar para la detección de marcas naturales que permite ir corrigiendo los errores en la posición cometidos por este sistema de navegación. Antes de comenzar a navegar, el robot conoce la existencia de estas marcas a lo largo del camino (setos, paredes, postes) así como las características de la señal ultrasónica reflejada por ellas, lo que le permite reconocerlas. El sistema sónar para la detección de marcas está formado por un transductor de haz amplio y uno de haz estrecho a cada lado del robot. Los transductores de haz amplio son empleados para detectar marcas donde predominan las reflexiones especulares mientras que los de haz estrecho son más efectivos en la detección de marcas que provocan una dispersión irregular de la onda ultrasónica.

Un sistema muy parecido que utiliza un sensor algo más complejo es el propuesto por Maeyama *et al.* [MOY94]. En este caso las marcas naturales son árboles situados a un lado del camino y el sensor que los reconoce está formado por un transductor ultrasónico y una cámara monocroma montados sobre una estructura giratoria, tal y como puede verse en la figura 2.9. En esta estructura el sensor de ultrasonidos es el encargado de medir la distancia a la que se encuentra el árbol; y si el valor obtenido es parecido al estimado por el sistema de navegación, la cámara obtiene la imagen del árbol y calcula la dirección en la que se encuentra. Con ambos datos el robot puede corregir su posición de forma muy precisa y continuar su desplazamiento. El uso de árboles como marcas de referencia resulta ser adecuado para el sistema ultrasónico ya que su superficie rugosa provoca la reflexión del ultrasonido en todas las direcciones.

Un sistema sónar específico para ambientes externos es desarrollado también por Tan-zawa *et al.* [TKKM95], quienes vuelven a poner de manifiesto que el mayor problema al que se enfrenta un sistema de este tipo es el ruido acústico. Como solución a este problema los autores proponen la codificación de la señal con secuencias pseudoaleatorias para su poste-



**Figura 2.9:** Configuración del sensor SONAVIS [MOY94].

rior correlación, empleando en este caso un esquema de modulación ASK con una portadora de  $40\text{ kHz}$ .

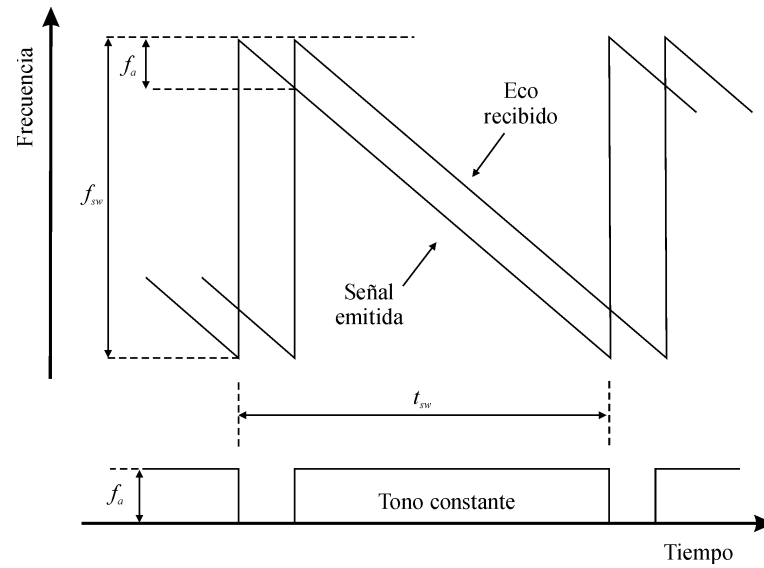
Uno de los trabajos más recientes es el realizado por Ratner y McKerrow [RM03], donde se presenta un robot que es capaz de moverse por un parque identificando el borde del camino como una referencia continua para la navegación. Para ello utiliza un sensor ultrasónico que emite una señal continua modulada en frecuencia (sensor CTFM). Esta señal realiza un barrido en frecuencia de  $100$  a  $50\text{ kHz}$  con un periodo de  $102.4\text{ ms}$ . El eco recibido es una versión retardada de la señal emitida, y ambas son procesadas para obtener a la salida del sensor un tren de tonos cuya frecuencia ( $0\text{--}7.5\text{ kHz}$ ) es proporcional a la distancia del elemento que ha provocado la reflexión (figura 2.10). El éxito de este sistema de identificación reside en el carácter rugoso que presenta la hierba situada al borde del camino y que provoca que gran parte de la energía acústica emitida vuelva al sensor.

Una aplicación distinta es propuesta por Pin y Watanabe [PW93], donde puede verse un sistema de ayuda al aparcamiento de vehículos basado en tres módulos sónar de cinco transductores cada uno y un algoritmo de lógica borrosa que suministra información sobre la dirección en la que debe moverse el vehículo.

Ninguno de los sistemas descritos anteriormente utiliza técnica alguna para compensar el efecto que tienen los parámetros meteorológicos sobre la propagación del sonido en el exterior, debido fundamentalmente a que tampoco requieren una gran precisión en sus medidas.

Un sistema ultrasónico de gran interés que sí utiliza una técnica de este tipo es el sistema de posicionamiento local desarrollado recientemente por el Instituto de Automática Industrial del CSIC [JMS04, MJS04, JS05]. Este sistema ha sido diseñado con el objetivo

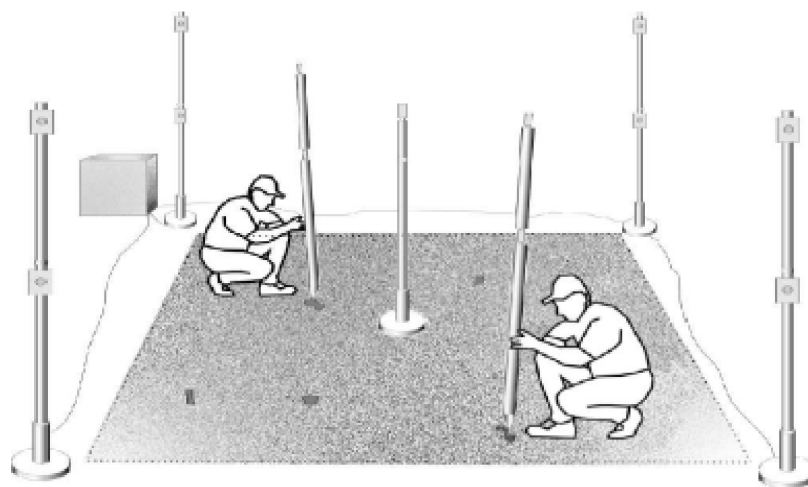




**Figura 2.10:** Señales en el sensor CTFM [RM03]:  $f_{sw}$  es el rango de frecuencias barrido,  $t_{sw}$  es la duración del barrido y  $f_a$  representa la frecuencia del tono obtenido a la salida del sensor.

de localizar de forma automática la posición de los restos encontrados en una excavación arqueológica, una tarea muy tediosa que retarda sobremanera el avance de estas excavaciones.

El posicionamiento se realiza con la ayuda de un poste de 2 metros de longitud que se sitúa sobre el objeto a localizar. Este poste está dotado de dos emisores ultrasónicos cuya señal es detectada por ocho receptores situados sobre cuatro balizas en dos planos diferentes, tal y como puede verse en la figura 2.11.



**Figura 2.11:** Sistema de posicionamiento local desarrollado por el Instituto de Automática Industrial del CSIC [JMS04, MJS04, JS05].

El sistema puede adaptarse a superficies entre 10 y 200  $m^2$  con un error máximo en la estimación de la posición de 5  $mm$ , aunque, en palabras de los propios autores, el mayor reto al que tuvieron que hacer frente fue el uso de señales ultrasónicas en el exterior. Como ya se ha visto al comienzo de esta sección, el viento modifica la velocidad de propagación del sonido en el aire, parámetro fundamental en que están basados todos los sistemas de medida de TDVs, lo que hace necesario desarrollar métodos para atenuar la influencia del viento en las medidas adquiridas.

La primera solución propuesta por los autores consiste en introducir las tres componentes de la velocidad del viento ( $v_{ax}, v_{ay}, v_{az}$ ) como incógnitas en el sistema de ecuaciones obtenido de la multilateración. Si  $t_k$  representa el tiempo de vuelo medido por el receptor  $k$ -ésimo y  $r_k$  es la distancia real que separa a este receptor del emisor, este sistema está formado por un conjunto de ecuaciones del tipo:

$$t_k = \frac{r_k^2}{c \cdot r_k - v_{ax}(x - x_k) - v_{ay}(y - y_k) - v_{az}(z - z_k)} \quad (2.3)$$

donde  $c$  vuelve a representar la velocidad del sonido. La solución de este sistema requiere un total de 7 medidas independientes para deducir el valor de las siete incógnitas que aparecen en él ( $x, y, z, c, v_{ax}, v_{ay}, v_{az}$ ).

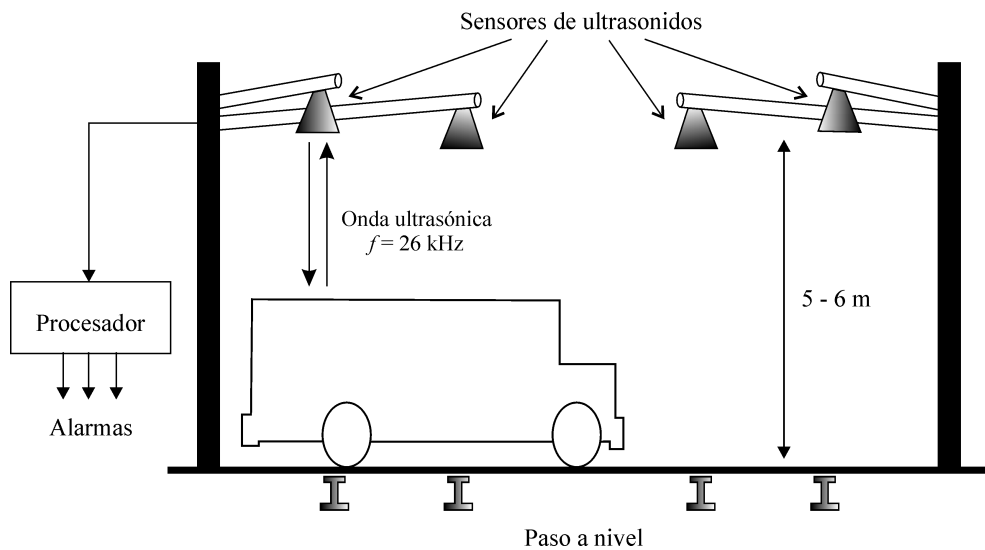
Sin embargo este método no da muy buenos resultados en la práctica cuando los TDVs adquiridos llevan asociada una componente ruidosa, debido al comportamiento singular en torno a la solución de la función de coste que se trata de minimizar. Por este motivo la solución final adoptada consiste en hacer dos medidas independientes, una primera medida con un emisor de posición conocida para estimar la velocidad del sonido y las tres componentes de la velocidad del aire (emisor que aparece en la parte central de la figura 2.11), y una segunda medida con el emisor sobre el objeto de posición desconocida para determinar esta posición haciendo uso de los valores de velocidad estimados en la primera medida. En este caso son necesarias únicamente cuatro medidas independientes.

Según los autores este último método funciona bastante bien siempre que el flujo de aire en el área de trabajo sea uniforme. En una atmósfera turbulenta el error puede estar muy por encima del límite de 5  $mm$  requerido.

Por último, un sistema sensorial ultrasónico diseñado específicamente para detectar obstáculos en los pasos a nivel de una vía ferroviaria es propuesto por Sato *et al.* en [SAST98]. Este sistema, que aparece representado en la figura 2.12, está formado por un conjunto de sensores montados sobre unos brazos a una altura de 5 - 6 metros del suelo, emitiendo ondas ultrasónicas de 26  $kHz$  en la dirección vertical con un nivel de fuente de 95  $dB$ . La detección de un obstáculo está basada en el tiempo transcurrido hasta la detección del eco. Después de cada emisión un sistema de proceso de la señal distingue entre tres situaciones posibles:

1. El eco es recibido dentro de un periodo de tiempo conocido como “puerta de detección del suelo”. En este caso el sistema supone que no existe obstáculo sobre la vía.

2. El eco es recibido dentro de un periodo de tiempo conocido como “puerta de detección de obstáculos” que es anterior a la puerta de detección del suelo. En este caso el sistema supone la existencia de un obstáculo en la vía.
3. No se recibe ningún eco. En este caso se realizan dos emisiones más. Si se recibe eco en alguna de ellas se está en una de las situaciones 1 ó 2, y el sistema supone que la pérdida del primer eco ha sido provocada por el efecto del viento. En caso contrario supone que hay un obstáculo en la vía que está provocando la reflexión del eco en una dirección que no permite su detección.



**Figura 2.12:** Sistema sensorial ultrasónico propuesto por Sato *et al.* [SAST98] para la detección de obstáculos en un paso a nivel.

El aspecto de mayor interés de este trabajo es que muestra una preocupación evidente por el efecto que puede tener el viento sobre la detección de los ecos ultrasónicos, como puede verse claramente en el algoritmo de decisión que acaba de describirse. Este algoritmo está basado en un conjunto de resultados experimentales obtenidos por los autores, quienes observan que, aunque los niveles de presión sonora del eco recibido pueden fluctuar bruscamente en presencia de viento, no existe una atenuación media asociada a este fenómeno, de modo que es muy poco probable que en tres medidas consecutivas separadas por intervalos de  $100 \text{ ms}$  se obtenga siempre un nivel de presión sonora por debajo del umbral de detección.

## 2.5. Otras tecnologías empleadas para la detección de obstáculos en el exterior

La detección de obstáculos en el exterior es un problema general que engloba necesidades de distinta naturaleza, tales como el control del tráfico, la detección de obstáculos en vías ferroviarias, la detección de peatones en cruces de carreteras, la navegación autónoma de

vehículos, o la detección de intrusos en áreas restringidas entre otras. Varias han sido las tecnologías empleadas en estos sistemas, algunas de ellas claramente orientadas a la solución de un problema concreto y otras de carácter más general que pueden adaptarse a una mayor variedad de aplicaciones.

Entre las primeras destacan las bobinas de inducción y los sensores magnéticos, cuyo objetivo es detectar la presencia de vehículos. Las bobinas de inducción son sin duda el sensor más utilizado en aplicaciones de gestión de tráfico. Estas bobinas están formadas por un cable que es enterrado a poca profundidad formando uno o varios bucles y que es excitado con una señal alterna cuya frecuencia varía entre 10 y 50  $kHz$ . Cuando un vehículo pasa por encima de la bobina disminuye su inductancia, lo que incrementa la frecuencia de la oscilación indicando la presencia del vehículo [GRH<sup>+</sup>96]. La información que suministran las bobinas de inducción convencionales es básicamente la presencia o el tránsito de un vehículo. Aunque estos sensores no pueden proporcionar directamente la velocidad del vehículo, esta magnitud puede determinarse fácilmente a partir de una pareja de bobinas. Hoy en día se han añadido a este tipo de detectores sistemas de procesamiento digital de la señal que no sólo incrementan notablemente su fiabilidad y precisión, sino que permiten incluso realizar una clasificación grosera del tipo de vehículo detectado, identificando porciones específicas de metal.

Los sensores magnéticos son dispositivos pasivos que detectan la presencia de objetos metálicos gracias a la perturbación que provocan estos objetos sobre el campo magnético terrestre [Sam94]. Existen dos tipos de sensores magnéticos empleados en la detección de vehículos. El primero de ellos, denominado *magnetómetro puerta de flujo*, detecta cambios en las componentes vertical y horizontal del campo magnético terrestre. Este sensor está formado por una bobina primaria y dos bobinas secundarias enrolladas alrededor de un núcleo magnético de gran permeabilidad. En respuesta a la anomalía del campo magnético que provoca la presencia de un vehículo, un dispositivo electrónico mide el voltaje de salida en las dos bobinas secundarias, validando la detección del vehículo cuando este voltaje supera un determinado umbral. El segundo tipo de sensor magnético es el *magnetómetro de inducción*, que detecta la presencia de un vehículo midiendo el cambio en las líneas de flujo magnético que provoca este vehículo en movimiento. Estos dispositivos están formados por una única bobina enrollada alrededor de un núcleo magnético. Al igual que en el caso de los magnetómetros de puerta de flujo, esta bobina genera un voltaje de salida que es interpretado por un sistema electrónico. La gran diferencia entre ambos sensores es que los magnetómetros de inducción sólo pueden detectar vehículos que circulan por encima de una velocidad mínima (5-8  $km/h$ ).

Tanto las bobinas de inducción como los sensores magnéticos presentan como principal inconveniente, además de que sólo pueden detectar objetos metálicos de cierto tamaño, la simplicidad de la información que suministran. No obstante, son los únicos sistemas de detección completamente inmunes a las condiciones meteorológicas, algo que unido a su bajo coste han hecho de ellos los más populares en los sistemas de control del tráfico.

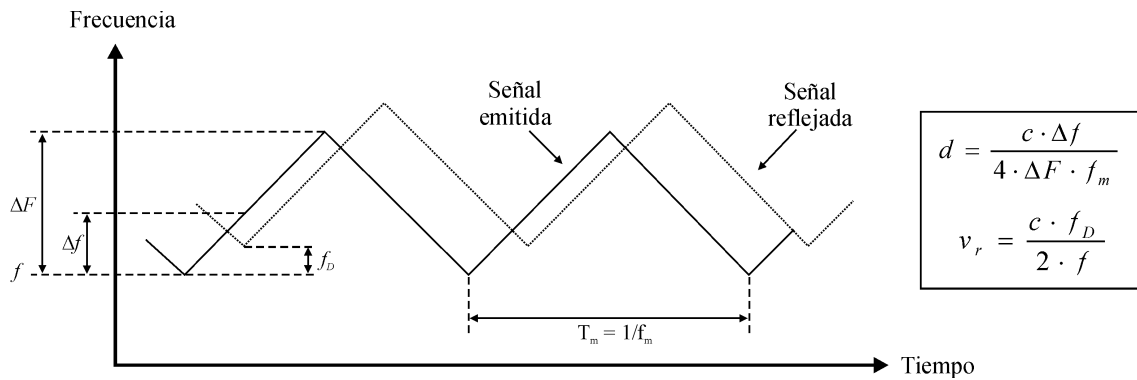
Por lo que respecta a las tecnologías de carácter más general, pueden destacarse fundamentalmente tres: los sensores de infrarrojos, los sistemas radar, y los sistemas basados en el uso de cámaras de video. Dentro de los sensores infrarrojos es necesario distinguir entre sensores pasivos y sensores activos. Los sensores pasivos detectan los cambios de energía térmica producidos dentro de su campo de visión, de modo que están indicados para notar la presencia de vehículos a motor o seres vivos. Este tipo de sensores suelen diseñarse para detectar cambios en la radiación infrarroja de gran longitud de onda ( $8\text{--}14\mu m$ ), minimizando, de este modo, el efecto negativo que pueden tener los destellos solares o el cambio de luminosidad asociado al movimiento de las nubes [Kle01b].

Los sensores activos emiten energía infrarroja de baja potencia a través de un diodo LED o energía de alta potencia a través de un diodo láser (sistemas Ladar). Estos sistemas detectan la energía infrarroja reflejada por algún obstáculo, focalizando esta energía a través de un sistema óptico sobre un material sensible a la longitud de onda emitida. Dentro del primer grupo se encuentran los trabajos realizados por García *et al.* [GUH<sup>+</sup>04, GLE<sup>+</sup>05], quienes proponen un sistema de detección de obstáculos para vías ferroviarias que está formado por dos barreras de sensores, una emisora y otra receptora, situadas a lo largo del tramo de vía que se desea supervisar. En los sistemas Ladar el receptor dispone de un espejo en rotación uniforme que desvía los impulsos de luz cubriendo una superficie semi-circular. Mediante la determinación del ángulo del espejo en el momento en que se produce la detección el sistema reconoce la dirección en que se encuentra el objeto. Los sistemas Ladar más modernos pueden incluso obtener el contorno del objeto detectado realizando una exploración tridimensional. Existen en la literatura gran cantidad de trabajos donde se propone el uso de sistemas de este tipo para detectar objetos de distinta naturaleza [LL00, Lag02, SFOM02, SKH<sup>+</sup>04].

Aunque estos dispositivos pueden operar bajo cualquier condición de luminosidad, su principal inconveniente es que los destellos solares pueden dar lugar a señales falsas, ya que este tipo de sensores son sensibles a longitudes de onda que pertenecen al infrarrojo cercano ( $\sim 0.8\mu m$ ). Por otro lado, fenómenos tales como la niebla, la lluvia o la presencia de humo y polvo dispersan la energía infrarroja y pueden afectar negativamente al funcionamiento del sistema [KMJ97]. No obstante, estos fenómenos sólo son importantes cuando la detección se realiza para grandes distancias.

Una tecnología menos sensible a las condiciones medioambientales es la de los radares de microondas. Estos sistemas emiten energía electromagnética en el rango de frecuencias de los  $GHz$  y esperan la energía reflejada por un obstáculo. Existen fundamentalmente dos tipos de radares, el radar pulsado, que determina la distancia a un objeto calculando el retardo de la señal reflejada, y el radar Doppler, que emite una señal continua de una determinada frecuencia y obtiene la velocidad de un obstáculo en movimiento calculando el desplazamiento en frecuencia de la señal reflejada. El problema de este radar es que no detecta obstáculos estáticos, motivo por el cual se ha desarrollado un sistema más complejo que emite de forma continua una señal modulada en frecuencia que realiza un barrido hacia

arriba y hacia abajo dentro de un determinado rango de frecuencias (señal FMCW). Esta señal es muy parecida a la señal CTFM del sistema sónar descrito en la sección anterior, con la diferencia de que esta última sólo realiza el barrido hacia abajo en el rango de frecuencias. Tal y como muestra la figura 2.13, la señal reflejada tiene las mismas características que la emitida, de modo que estos radares pueden detectar la distancia a la que se encuentra el obstáculo  $d$ , comparando la frecuencia de la señal emitida con la de la señal reflejada a lo largo de un ciclo de emisión. Es posible también detectar la velocidad radial del obstáculo  $v$  determinando el desplazamiento Doppler de la señal recibida. El mayor inconveniente que presentan los sistemas radar es que no son capaces de detectar de manera fiable obstáculos de pequeño tamaño, aunque su aplicación en sistemas de detección de vehículos está muy extendido [LRR02, WOF<sup>+</sup>02].



**Figura 2.13:** Señal emitida por un radar FMCW. Este tipo de radar permite obtener información tanto de la distancia a la que se encuentra el obstáculo  $d$  como de la velocidad radial a la que se desplaza  $v_r$ .

Una de las tecnologías que más están evolucionando en los últimos años es la basada en el uso de cámaras de video, gracias a que el desarrollo actual de los sistemas y algoritmos de proceso digital de la señal permiten tratar de manera efectiva el gran volumen de información que generan estos sistemas. Existen gran cantidad de sistemas que utilizan distintas técnicas de tratamiento de las imágenes capturadas, aunque todas ellas pueden agruparse en tres<sup>3</sup>:

- *Diferencia de imágenes:* es la técnica más sencilla y permite detectar objetos en movimiento analizando las diferencias que existen entre dos imágenes sucesivas. La frecuencia con que se adquieren las imágenes determina una velocidad mínima para los objetos que pueden ser detectados. Su principal inconveniente es que es muy sensible al ruido.
- *Flujo óptico:* estos sistemas están basados en el movimiento aparente de los patrones de luminosidad de una imagen que puede estar asociados tanto al movimiento de los objetos observados como al movimiento del observador. El análisis del flujo óptico permite calcular la velocidad de los objetos móviles, pero tiene el inconveniente de la gran carga computacional requerida.

<sup>3</sup>Una revisión muy completa de los trabajos más relevantes propuestos hasta la fecha en relación a estas técnicas puede encontrarse en [Váz05].

- *Sustracción del fondo*: esta técnica detecta la presencia de obstáculos examinando las diferencias que existen entre una imagen real adquirida y un modelo del fondo que describe la parte estática de la escena y que debe actualizarse con cierta frecuencia. El mayor inconveniente de estos sistemas es que la presencia de objetos del fondo dotados de cierto movimiento o las vibraciones de la cámara pueden provocar medidas erróneas.

Un problema común a todos los sistemas de video es el de las falsas detecciones asociadas a la presencia de sombras o a los cambios de luminosidad. Además, estos sistemas son sensibles a fenómenos meteorológicos tales como la niebla o la lluvia.

Existen varios trabajos donde se realiza una comparativa entre distintas tecnologías aplicadas a un problema de detección concreto, tal como la detección de vehículos en pasos a nivel [Eri96], la detección de peatones en cruces de carreteras [BHZ98, HHZC01] o el control del tráfico [Fed97, Ste98, MK00]. La selección final de la tecnología más adecuada suele hacerse después de valorar el comportamiento de todas ellas en aspectos tales como la sensibilidad a fenómenos medioambientales, la precisión, el coste del sistema o la dificultad de la instalación entre otros.

En la mayoría de estos trabajos se analiza también el uso de sensores ultrasónicos como una tecnología alternativa de bajo coste y gran sencillez de operación, aunque siempre se señala como el gran inconveniente de estos sensores la alta sensibilidad que presentan a parámetros meteorológicos tales como la temperatura o a la presencia de turbulencias de gran intensidad.

## 2.6. Objetivos planteados

Los sistemas sensoriales que operan en ambientes externos están sometidos a unas condiciones cambiantes que hacen necesaria la incorporación de algoritmos de proceso digital de la señal para compensar el efecto que estas condiciones no controlables pueden tener sobre el correcto funcionamiento del sistema. El nivel de desarrollo actual de estos algoritmos y de los sistemas electrónicos encargados de ejecutarlos de manera eficiente está haciendo posible la aparición de sistemas sensoriales que pueden operar en el exterior con un alto grado de fiabilidad. El objetivo principal de esta tesis es, como ya se ha indicado en el capítulo anterior, el desarrollo de un sistema de sensores ultrasónicos para exteriores que permita adaptar a este tipo de ambientes los distintos sistemas que emplean esta tecnología en interiores, tales como los sistemas de ayuda a la navegación de vehículos autónomos, los sistemas de posicionamiento local o los sistemas de detección de obstáculos descritos en la sección 2.1.

El desarrollo de este sistema se ha estructurado en cuatro fases bien definidas aunque íntimamente relacionadas entre sí:

- Análisis detallado de toda la fenomenología asociada a la propagación del ultrasonido

a través de la atmósfera.

- Propuesta de un esquema de codificación adecuado a las exigencias que impone el uso de señales ultrasónicas en el exterior.
- Desarrollo de algoritmos óptimos de proceso de la señal ultrasónica codificada.
- Implementación de estos algoritmos en una arquitectura hardware de computación que permita su ejecución en tiempo real.

Existen varios trabajos de gran relevancia que describen de un modo general los distintos mecanismos que intervienen en la propagación del sonido a través de la atmósfera [Del77, Emb96]. La primera fase del análisis a realizar en esta tesis consistirá en extrapolar al rango de frecuencias ultrasónicas los resultados más importantes derivados de estos trabajos. En una segunda fase se llevará a cabo un estudio teórico detallado de los fenómenos de refracción y del efecto de las turbulencias, prestando especial atención a este último que, debido a su carácter aleatorio, resulta ser el más problemático a la hora de transmitir señales codificadas (acústicas o no) a través de la atmósfera. Finalmente, se realizará un estudio experimental para tratar de confirmar las conclusiones derivadas de los estudios teóricos anteriores. El objetivo final de esta primera fase es obtener un modelo de la atmósfera como canal de transmisión del ultrasonido para diferentes condiciones meteorológicas.

Una vez estudiado el efecto de la atmósfera en la propagación del ultrasonido se plantea como segundo objetivo concreto la propuesta de un nuevo esquema de codificación y modulación de la señal ultrasónica que debe tener las siguientes características:

- Debe ser coherente con los resultados obtenidos en el análisis anterior y asegurar un funcionamiento fiable del sistema independientemente de las condiciones meteorológicas o, en el caso de que esto no sea posible, para unas condiciones meteorológicas bien definidas.
- Debe mejorar las características de relación señal-ruido que presentan los esquemas de codificación utilizados en interiores, ya que los niveles de ruido acústico en el exterior pueden llegar a ser mucho mayores.
- Debe permitir la emisión simultánea de varias señales ortogonales entre sí, una propiedad que mejora notablemente la frecuencia de operación de los sistemas sónar tal y como se vio en la sección 2.2.
- Debe simplificar al máximo los procesos de demodulación y correlación para facilitar su implementación en una arquitectura hardware.

Después de codificar y modular la señal ultrasónica se abordará el desarrollo de algoritmos óptimos de proceso de esta señal, tal y como se ha indicado anteriormente. Estos algoritmos deben permitir el cálculo de los TDVs con un error máximo de varios microsegundos,



de manera que el sistema desarrollado pueda ser empleado en sistemas de posicionamiento local de gran precisión [JMS04, MJS04, JS05], e incluso en tareas de más alto nivel como la clasificación de reflectores descrita en la sección 2.1.1 donde varios transductores forman parte de un único sensor [BK90a, PAC93, UMG<sup>+</sup>99].

Estos algoritmos se diseñarán tratando de minimizar su carga computacional, ya que su implementación en una arquitectura hardware es otro de los objetivos perseguidos. Esta arquitectura conferirá al sistema un carácter transportable, y no hará necesaria la participación de una unidad central de proceso de las señales, de modo que el sistema podrá ser instalado en dispositivos autónomos tales como un robot. La plataforma escogida para implementar estos algoritmos será una arquitectura configurable, ya que, tal y como se vio en la sección 2.3, este tipo de plataformas está especialmente indicado para el procesamiento de bajo nivel y en tiempo real de las señales sónar [Her03].

Finalmente, una vez diseñado el sistema completo, se llevarán a cabo un conjunto de simulaciones y de pruebas experimentales con el objetivo de comprobar que el comportamiento del sistema es el deseado. Estas pruebas permitirán igualmente caracterizar algunas propiedades del mismo que pueden ser de gran interés dependiendo de la aplicación concreta, tales como la resolución espacial, la capacidad de discriminar varias emisiones simultáneas o la inmunidad al ruido.



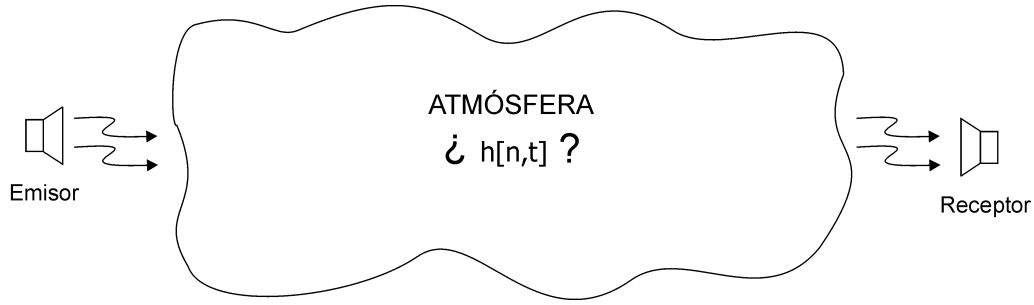
## Capítulo 3

# Propagación del ultrasonido en el exterior

En la sección 2.4 del capítulo anterior se ha puesto de manifiesto que existen muy pocos sistemas sensoriales que utilicen señales ultrasónicas en el exterior y los que lo hacen suelen emplearlas como parte de un sistema sensorial más complejo, donde el subsistema ultrasónico tiene encomendadas tareas de poca precisión tales como la detección de un obstáculo cercano o el posicionamiento grosero de una marca de referencia para la navegación de un vehículo autónomo. La poca consideración de la que gozan los sistemas ultrasónicos en el exterior tiene fundamentalmente dos causas: por un lado las fuentes de ruido ultrasónico son mucho más probables en el exterior que en un entorno cerrado y, por otro lado, las condiciones meteorológicas tienen gran influencia sobre la propagación de este tipo de señales, de modo que un sistema sensorial clásico basado en la detección de envolvente de un pulso ultrasónico es muy poco fiable, cuando no completamente inútil, en el exterior.

No obstante, las nuevas técnicas de codificación y proceso de la señal ultrasónica descritas en la sección 2.2 invitan a pensar en la posibilidad de diseñar sistemas ultrasónicos fiables para entornos abiertos. El diseño de un sistema de este tipo debe ir precedido de un profundo análisis de los distintos mecanismos que intervienen en la propagación del ultrasonido a través de la atmósfera, lo que debe dar como resultado una completa caracterización de la misma como canal de transmisión de estas señales, situación representada en la figura 3.1. Esta caracterización permitirá determinar los esquemas de codificación y modulación más adecuados para la señal, así como delimitar con claridad las condiciones meteorológicas bajo las cuales podrá asegurarse el funcionamiento fiable del sistema.

En este capítulo se presenta el análisis de los mecanismos que intervienen en la propagación del ultrasonido desde un punto de vista tanto teórico como experimental. El análisis teórico, que comprende las cuatro primeras secciones de capítulo, se ha realizado partiendo de la gran cantidad de trabajos que existen en la literatura sobre la propagación del sonido



**Figura 3.1:** Caracterización de la atmósfera como canal dinámico de transmisión del ultrasonido.

en el exterior. Aunque algunos de estos trabajos aparecen ya a principios del siglo XX, es en la segunda mitad de este siglo cuando surgen gran cantidad de ellos motivados principalmente por la creciente necesidad de controlar el ruido generado por una sociedad cada vez más industrializada.

En el análisis de algunos fenómenos simplemente se han extrapolado al rango de frecuencias ultrasónicas los resultados obtenidos en estos trabajos para frecuencias de audio, éste es el caso de los mecanismos causantes de la atenuación que se presentan en la primera sección. El segundo bloque se ha dedicado a los mecanismos que pueden tener algún efecto sobre la velocidad de propagación, efecto que está íntimamente relacionado con el fenómeno de la refracción que se presenta en la siguiente sección. Tanto en el análisis de la refracción como en el del efecto de las turbulencias que se describe en la cuarta sección, se ha realizado un estudio más profundo teniendo en cuenta las características propias de las emisiones ultrasónicas así como del sistema sensorial del que formarán parte.

Finalmente, la quinta sección presenta los resultados obtenidos en el análisis experimental llevado a cabo con objeto de comprobar la validez del estudio teórico desarrollado anteriormente.

### 3.1. Atenuación del ultrasonido en la atmósfera

#### 3.1.1. Divergencia geométrica

Se entiende por divergencia geométrica el aumento de tamaño que experimenta un frente de ondas a medida que la onda se propaga, lo que provoca una atenuación de su intensidad como consecuencia de que la energía inicial radiada por la fuente tiene que distribuirse por una superficie cada vez mayor.

El campo de presión creado por una fuente acústica cualquiera en un punto de coordenadas esféricas  $(r, \varphi, \theta)$  se caracteriza a través del *nivel de presión sonora* NPS, que está definido como:

$$NPS(r, \varphi, \theta) = 20 \log \frac{P_e(r, \varphi, \theta)}{P_{ref}} \quad (dB) \quad (3.1)$$

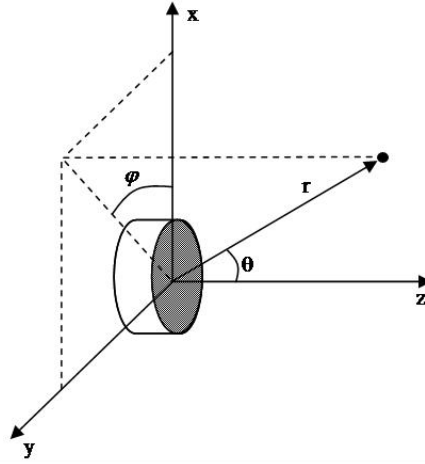
donde  $P_e(r, \varphi, \theta) = P(r, \varphi, \theta)/\sqrt{2}$  representa la presión efectiva en ese punto y  $P_{ref}$  es una presión de referencia cuyo valor en el aire suele escogerse como  $20 \mu Pa^1$ .

Si la fuente acústica es un transductor, el nivel de presión sonora puede expresarse en función del *nivel de fuente* NF, que es un dato que suministra el fabricante y que se define como el nivel de presión sonora sobre el eje acústico del transductor a un metro de distancia del mismo:

$$NF = 20 \log \frac{P_e(r \rightarrow 1, \varphi, 0)}{P_{ref}} \quad (dB) \quad (3.2)$$

donde se ha supuesto que el transductor está orientado de forma que su eje acústico coincide con el eje  $\theta = 0$ , tal y como muestra la figura 3.2. En este caso el NPS viene dado por:

$$NPS(r, \varphi, \theta) = NF - 20 \log \frac{P_e(r \rightarrow 1, \varphi, 0)}{P_e(r, \varphi, \theta)} \quad (dB) \quad (3.3)$$



**Figura 3.2:** Orientación del transductor.

El campo acústico creado por un transductor con cierto grado de simetría en un punto no demasiado cercano al mismo (campo lejano) puede expresarse como [Kin92]:

$$P(r, \varphi, \theta) = P_{ax}(r) \cdot D(\varphi, \theta) \quad (3.4)$$

donde  $P_{ax}(r) = cte/r$  representa la presión sonora a lo largo del eje acústico del transductor y  $D(\varphi, \theta)$  es el factor direccional que da cuenta de la dependencia de esta presión con la dirección. Llevando (3.4) a (3.3) se obtiene finalmente:

$$NPS(r, \varphi, \theta) = NF - 20 \log \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} P_{ax}(1)}{\frac{1}{\sqrt{2}} P_{ax}(r) D(\varphi, \theta)} = NF - 20 \log \frac{r}{D(\varphi, \theta)} \quad (dB) \quad (3.5)$$

Esta última expresión es completamente general y proporciona el nivel de presión sonora creado por un transductor cualquiera en un punto de coordenadas  $(r, \varphi, \theta)$ , en función de su

<sup>1</sup>Este valor se corresponde con la presión efectiva de un tono de  $1 kHz$  que está en el umbral inferior de audición.

nivel de fuente y del factor direccional. Esta expresión muestra claramente que la atenuación asociada a la divergencia geométrica depende de las características del transductor que genera el campo de presión. Así por ejemplo para el caso de un transductor con forma de pistón circular el factor direccional viene dado por [Kin92]:

$$D(\varphi, \theta) = D(\theta) = \frac{2J_1(k \cdot a \sin \theta)}{k \cdot a \sin \theta} \quad (3.6)$$

donde  $a$  representa el radio del pistón;  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda; y  $J_1$  es la función de Bessel de primera especie y orden uno.

En la región cercana al eje acústico se cumple  $\sin \theta \ll 1$  y el factor direccional  $D(\theta) \simeq 1$ , de modo que el  $NPS$  queda:

$$NPS(r) = NF - 20 \log r \quad (dB) \quad (3.7)$$

Éste es el resultado conocido que se obtiene para ondas esféricas: el nivel de presión sonora cae 6 dB cada vez que se dobla la distancia a la fuente.

### 3.1.2. Absorción atmosférica

Cuando una onda acústica se propaga por un medio, parte de su energía se disipa en forma de energía térmica dentro de este medio, lo que provoca un decaimiento exponencial de la amplitud de presión con la distancia recorrida. En este caso, el campo creado por un transductor con cierto grado de simetría puede expresarse como:

$$P(r, \varphi, \theta) = \frac{cte}{r} e^{-\alpha_a r} D(\varphi, \theta) \quad (3.8)$$

donde  $D(\varphi, \theta)$  es el factor direccional introducido en la sección anterior y  $\alpha_a$  es un parámetro que recibe el nombre de *constante de absorción*.

Llevando (3.8) a (3.3) se obtiene una expresión general para el  $NPS$  que combina los efectos de atenuación asociados a la divergencia geométrica y a la absorción:

$$NPS(r, \varphi, \theta) = NF - 20 \log \frac{r}{D(\varphi, \theta)} - 8.69 \alpha_a r \quad (dB) \quad (3.9)$$

Así pues, el fenómeno de absorción provoca una caída en el nivel de presión sonora que es proporcional a la distancia recorrida por la onda. El valor del coeficiente de absorción  $\alpha_a$  depende de los mecanismos que intervienen en este fenómeno. Estos mecanismos pueden ser de tres tipos: *pérdidas viscosas* que resultan de los movimientos relativos entre porciones adyacentes de fluido; *pérdidas por conducción de calor* asociadas a los intercambios de energía entre las condensaciones de mayor temperatura y las rarefacciones de menor temperatura; y *pérdidas asociadas a los intercambios moleculares de energía* que pueden ser de muy diversos tipos y que dependen de la estructura molecular de los componentes del fluido.

El aire es uno de los gases poliatómicos que más profundamente han sido estudiados y hoy en día se sabe que, además de las pérdidas visco-termales (también llamadas absorción clásica), son tres los mecanismos de intercambio de energía molecular que provocan la absorción de las ondas acústicas en este medio:

- Proceso de relajación molecular rotacional.
- Proceso de relajación vibracional del oxígeno.
- Proceso de relajación vibracional de nitrógeno.

El estudio teórico de estos mecanismos derivó en un conjunto de ecuaciones que posteriormente fueron ajustadas experimentalmente para obtener una mayor concordancia con los datos observados en la realidad. Hoy en día estas ecuaciones están recogidas en la normativa ISO:9613-1 [ISO93], que constituye un método estandarizado para el cálculo de la absorción del sonido en la atmósfera. Esta normativa establece que el coeficiente de absorción  $\alpha_a$  puede ser evaluado a través de la siguiente expresión:

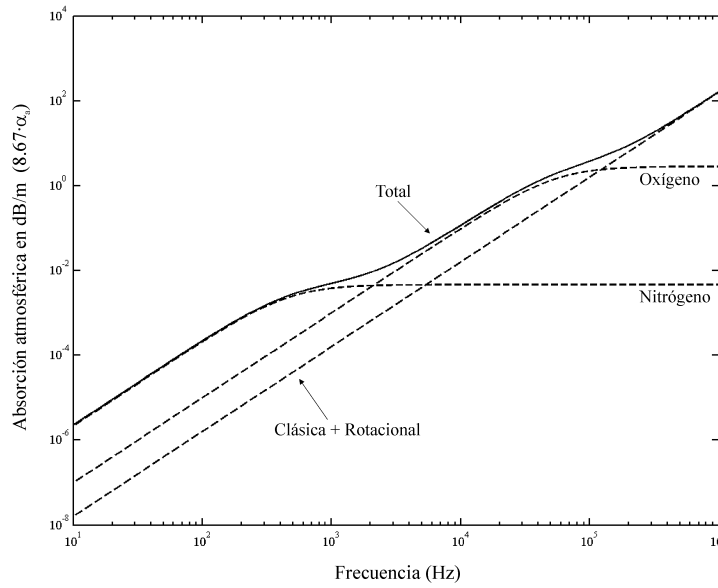
$$\alpha_a = f^2 \left\{ 18.4 \cdot 10^{-12} \left( \frac{P}{P_{ref}} \right)^{-1} \cdot \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{1}{2}} + \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{-5}{2}} \cdot \left[ 0.01275 \frac{e^{\frac{-2239.1}{T}}}{f_{rO} + \frac{f^2}{f_{rO}}} + 0.1068 \frac{e^{\frac{3352}{T}}}{f_{rN} + \frac{f^2}{f_{rN}}} \right] \right\} \quad (Np/m) \quad (3.10)$$

donde  $f$  es la frecuencia de la onda en Hertzios;  $P$  representa la presión atmosférica en kiloPascuales ( $P_{ref} = 101.325 \text{ kPa}$ );  $T$  es la temperatura absoluta ( $T_{ref} = 293.15 \text{ K}$ ); y  $f_{rO}$ ,  $f_{rN}$  representan las frecuencias de relajación del oxígeno y del nitrógeno respectivamente.

En el apéndice A.1 puede encontrarse un análisis más profundo de los fenómenos que conducen a la ecuación anterior y de las expresiones para las frecuencias de relajación  $f_{rO}$  y  $f_{rN}$ . Estas frecuencias también dependen de la presión y de la temperatura así como de la concentración molar de vapor de agua  $h$ , magnitud que está directamente relacionada con la humedad relativa  $H$  (esta relación puede también encontrarse en el apéndice A.1).

Es posible por tanto afirmar que la absorción de las ondas acústicas en la atmósfera depende de cuatro parámetros: la frecuencia de la onda, la temperatura, la humedad y la presión atmosférica; aunque la dependencia con esta última es prácticamente despreciable teniendo en cuenta los rangos de variación de esta magnitud en la práctica. La figura 3.3 muestra la dependencia del coeficiente de absorción con la frecuencia para  $T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $H = 70 \%$  y  $P = 101.325 \text{ kPa}$  (una atmósfera). En esta figura se muestra además la contribución de los distintos procesos señalados anteriormente a la absorción total.

Como puede verse en esta figura, la absorción crece rápidamente con la frecuencia. En el rango de frecuencias comprendido entre  $2 \text{ kHz}$  y  $100 \text{ kHz}$  el principal causante de la absorción es el fenómeno de relajación vibracional de las moléculas de oxígeno. Por debajo



**Figura 3.3:** Dependencia del coeficiente de absorción con la frecuencia para  $T = 20^\circ\text{C}$ ,  $H = 70\%$  y  $P = 101.325\text{ kPa}$ .

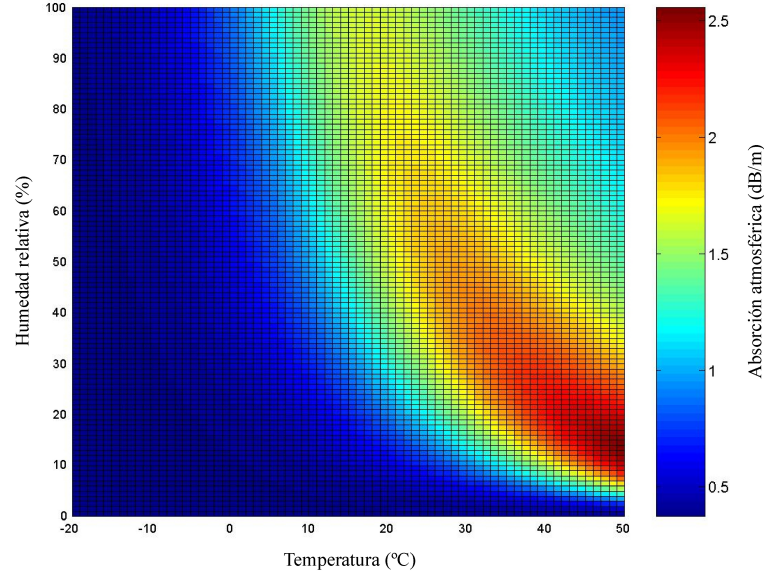
de este rango predomina la relajación vibracional del nitrógeno mientras que por encima de  $100\text{ kHz}$  son la absorción clásica junto con el mecanismo de relajación rotacional los principales causantes de la absorción.

La dependencia del coeficiente de absorción con la temperatura y la humedad aparece representada en la figura 3.4 para una frecuencia de  $50\text{ kHz}$  y una presión de una atmósfera. Los valores representados en esta gráfica están comprendidos entre el valor mínimo de  $0.37\text{ dB/m}$ , que se da para una humedad relativa del  $0\%$  (aire seco) y una temperatura de  $-20^\circ\text{C}$ , y el valor máximo de  $2.55\text{ dB/m}$ , que se obtiene con una humedad del  $13\%$  y una temperatura de  $50^\circ\text{C}$ . Un análisis detallado de los valores representados en esta figura muestra que los valores mínimos de absorción para cualquier temperatura se dan siempre con un  $0\%$  de humedad relativa. Para temperaturas por debajo de  $13^\circ\text{C}$  la absorción aumenta con la humedad relativa hasta alcanzar su valor máximo con una humedad del  $100\%$ . Por encima de  $13^\circ\text{C}$ , el máximo de absorción se da para un valor de humedad intermedio que es tanto menor cuanto mayor es la temperatura. Así por ejemplo, para  $14^\circ\text{C}$  el máximo de absorción ( $\simeq 1.6\text{ dB/m}$ ) está en  $H = 97\%$ , mientras que para  $30^\circ\text{C}$  este máximo ( $\simeq 2\text{ dB/m}$ ) ha caído hasta  $H = 37\%$ .

### 3.1.3. Efecto de la niebla y de la lluvia

La propagación del sonido a través de aerosoles ha sido objeto de estudio a lo largo de todo el siglo XX, dando lugar a trabajos de gran relevancia tanto teóricos [Sew10, Eps41, CD70, Dav75] como experimentales [Knu31, KWA48, CD71]. Hoy en día se sabe que cuando





**Figura 3.4:** Dependencia del coeficiente de absorción con la temperatura y la humedad para  $f = 50 \text{ kHz}$  y  $P = 101.325 \text{ kPa}$ .

el sonido se propaga a través de la niebla experimenta una atenuación adicional que es debida a tres fenómenos distintos:

- Procesos de relajación molecular asociados al equilibrio que existe entre las moléculas de agua de las gotas y el vapor circundante (transferencia de masa).
- Procesos de fricción viscosa (transferencia de momento).
- Procesos de intercambio de calor (transferencia de energía).

El primero de estos fenómenos es importante sólo a muy baja frecuencia ( $1 - 10 \text{ Hz}$ ), mientras que los otros dos son los que predominan para frecuencias superiores y su contribución a la atenuación total es muy similar [Dav75]. Para frecuencias por encima de  $100 \text{ Hz}$  una expresión teórica del coeficiente de atenuación por niebla que proporciona resultados en concordancia con los datos experimentales es la obtenida por Cole y Dobbins [CD70]:

$$\alpha_n = k \cdot C_m \left\{ \frac{(C_4 - C_8) + (C_1 - C_6) \frac{C_5}{C_2} \bar{\tau}_t^2}{C_2 \bar{\tau}_t \left[ 1 + \left( \frac{C_5}{C_2} \bar{\tau}_t \right)^2 \right]} + \frac{\bar{\tau}_d}{1 + \bar{\tau}_t^2} \right\} \quad (Np/m) \quad (3.11)$$

donde los coeficientes  $C_i$  son parámetros termodinámicos adimensionales cuyo valor depende de la temperatura;  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda;  $C_m$  es la relación que existe entre la masa de las gotas de agua y la de la fase gaseosa por unidad de volumen; y  $\bar{\tau}_t$ ,  $\bar{\tau}_d$  son los tiempos de relajación adimensionales que caracterizan los procesos de intercambio de momento y de energía.

Estos tres últimos parámetros dependen tanto del radio de las gotas de agua  $R$  como del número de gotas por unidad de volumen  $N$ :

$$C_m = \frac{4\pi R^3 N \rho_l}{3\rho_m} \quad \bar{\tau}_t = \frac{\omega R^2 \rho_l}{3\alpha_l \rho_m} \quad \bar{\tau}_d = \frac{2\omega R^2 \rho_l}{9\nu \rho_m} \quad (3.12)$$

donde  $\rho_l$  es la densidad de las gotas de agua;  $\rho_m$  la densidad de la fase gaseosa; y  $\alpha_l$ ,  $\nu$  los coeficientes de difusividad térmica y viscosidad cinemática del aire respectivamente (parámetros que dependen asimismo de la temperatura).

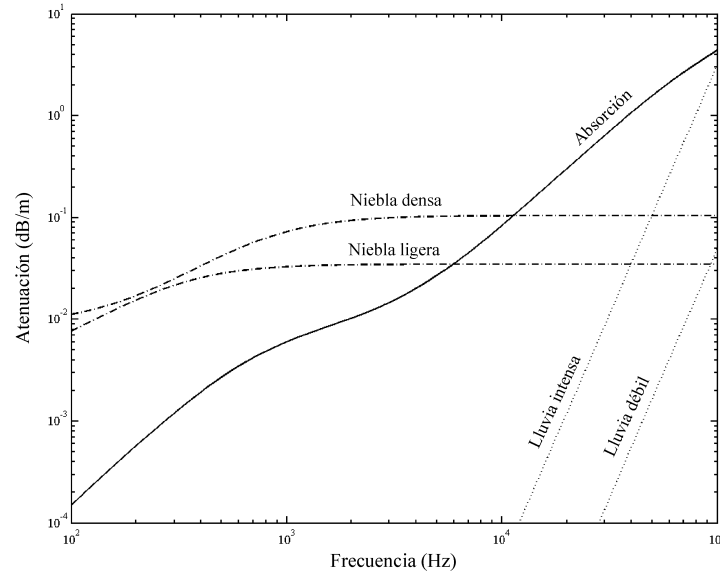
Es posible afirmar por tanto que, a una temperatura determinada, la atenuación adicional sufrida por una onda ultrasónica que se propaga a través de la niebla depende de tres parámetros: la concentración de las gotas de niebla, el radio de estas gotas y la frecuencia de la onda. La atenuación crece con la concentración de gotas por unidad de volumen  $N$  pero disminuye al aumentar el tamaño de estas gotas (suponiendo la relación de masas  $C_m$  constante). Este hecho es debido a que las gotas de mayor tamaño aumentan el valor de los tiempos de relajación, tal y como aparece reflejado en la expresión (3.12).

Por otro lado, la atenuación aumenta con la frecuencia hasta alcanzar un valor máximo que se mantiene estable, de modo que es de esperar que a partir de un determinado valor de frecuencia la atenuación asociada a la presencia de niebla sea menor que la propia absorción atmosférica, que crece con el cuadrado de la frecuencia tal y como se ha descrito en la sección anterior. La figura 3.5 muestra los valores de atenuación que proporciona (3.11) en el rango de frecuencias comprendido entre  $100\text{ Hz}$  y  $100\text{ kHz}$  para una temperatura de  $23^\circ\text{C}$ . En esta figura se han representado dos tipos de niebla, una densa con una concentración de  $2000\text{ gotas/cm}^3$  de radio  $R = 6\text{ }\mu\text{m}$ , y una ligera con  $400\text{ gotas/cm}^3$  de radio  $R = 10\text{ }\mu\text{m}$ . En la misma gráfica se ha incluido la atenuación provocada por la absorción atmosférica a la misma temperatura y suponiendo una humedad relativa del 95 %.

Como puede verse en esta figura, por encima de  $10\text{ kHz}$  el mecanismo de atenuación predominante es la absorción atmosférica, a pesar de que en este rango de frecuencias una niebla densa puede provocar una atenuación adicional del orden de  $0.1\text{ dB/m}$ . Un resultado idéntico se obtiene para otras temperaturas. En el apéndice A.2 pueden encontrarse las expresiones de los coeficientes  $C_i$  que aparecen en (3.11), así como una descripción detallada de la formulación que conduce a esta expresión.

Por lo que respecta a la lluvia, el tamaño de las gotas en este caso es tan grande que la onda acústica pasa a través de ellas prácticamente sin perturbarse, y sólo una lluvia de gran intensidad puede provocar una atenuación de cierta importancia. Para frecuencias por encima de  $20\text{ kHz}$ , Shamanaeva [Sha88] obtiene una expresión muy simple que proporciona esta atenuación en función de la frecuencia de la onda  $f\text{ (Hz)}$  y de la intensidad de la lluvia  $I\text{ (mm/h)}$ :

$$\alpha_{ll} = 1.63 \cdot 10^{-28} f^{4.9} I^{1.5} \quad (Np/m) \quad (3.13)$$



**Figura 3.5:** Atenuación provocada por la presencia de niebla y lluvia en función de la frecuencia ( $T = 23^{\circ}\text{C}$ ). La línea continua representa la absorción atmosférica para  $T = 23^{\circ}\text{C}$  y  $H = 95\%$ .

La figura 3.5 muestra también los resultados que proporciona la expresión anterior para una lluvia intensa de  $80\text{ mm/h}$  y una débil de  $5\text{ mm/h}$ . Como puede verse en esta figura, una lluvia intensa puede provocar en una onda ultrasónica de  $50\text{ kHz}$  una atenuación del mismo orden que la provocada por una niebla densa ( $\sim 0.1\text{ dB/m}$ ), y la atenuación es aún mayor para frecuencias superiores, aunque siempre por debajo de la asociada a la absorción atmosférica. Para frecuencias por debajo de  $50\text{ kHz}$  o lluvias de menor intensidad esta atenuación es prácticamente despreciable.

## 3.2. Mecanismos que influyen en la velocidad de propagación

### 3.2.1. Efecto de la temperatura

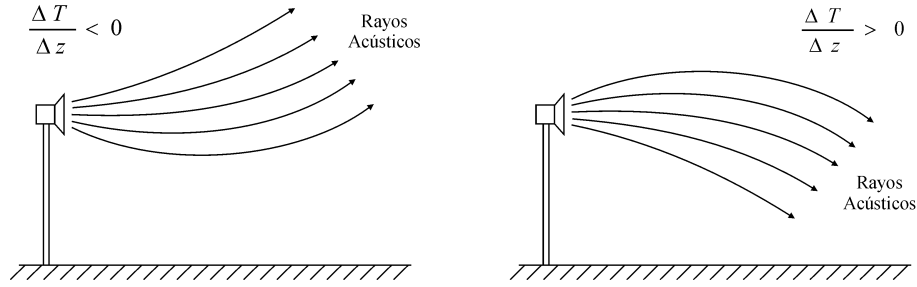
La velocidad de propagación del sonido en el aire es función creciente de la temperatura a través de la siguiente expresión:

$$c = c_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{T}{273.15}} \quad (3.14)$$

donde  $c_0 = 331.6\text{ m/s}$  representa la velocidad de propagación a  $0^{\circ}\text{C}$  y  $T$  es la temperatura del aire en grados centígrados.

Cualquier sistema basado en la medida del tiempo de vuelo de un pulso ultrasónico de forma precisa debe incluir un mecanismo de compensación de este efecto. En la atmósfera

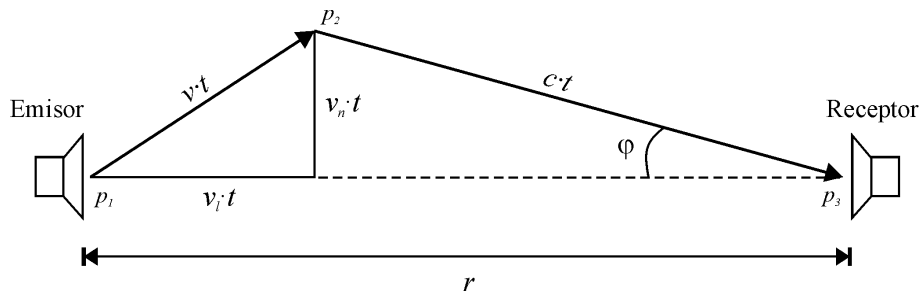
existe además el problema añadido de que la temperatura varía con la altura, lo que provoca la refracción de las ondas acústicas que se curvan hacia donde la velocidad de propagación es menor. Durante el día el suelo está recalentado como consecuencia de la radiación solar, calor que es transmitido a las capas de aire más cercanas que se van enfriando progresivamente con la altura. Este gradiente negativo de temperatura provoca la curvatura hacia arriba de los rayos acústicos tal y como puede verse en la figura 3.6, donde también se ha representado la situación contraria que se da durante la noche. El análisis cuantitativo de este fenómeno y de la refracción provocada por el viento será tratado en detalle en la sección 3.3.



**Figura 3.6:** Refracción provocada por los gradientes de temperatura.

### 3.2.2. Efecto del viento

El ultrasonido es una onda mecánica que se propaga en el aire gracias a la vibración de sus moléculas, de manera que es evidente que el viento, que provoca un desplazamiento de estas moléculas, debe tener un efecto determinante sobre la velocidad de propagación de estas ondas. Cuando un pulso ultrasónico se propaga en el exterior entre un emisor y un receptor, la velocidad aparente con la que se desplaza depende de la velocidad del viento tal y como muestra la figura 3.7.



**Figura 3.7:** Efecto del viento sobre la propagación de un pulso ultrasónico.

En esta figura la velocidad del viento  $v$  ha sido dividida en dos componentes, una componente longitudinal en la dirección que une al emisor y al receptor  $v_l$ , y una componente normal a esta dirección  $v_n$ . Como puede verse la trayectoria seguida por el pulso puede considerarse la combinación del transporte convectivo provocado por el viento de  $p_1$  a  $p_2$

más la propagación ondulatoria de  $p_2$  a  $p_3$ . Si  $t$  representa el tiempo de vuelo del pulso ultrasónico y  $r$  es la distancia que separa al emisor del receptor se cumple:

$$r = v_l \cdot t + c \cdot t \cdot \cos \varphi = t \cdot \left( v_l + c \cdot \sqrt{1 - \sin^2 \varphi} \right) \quad (3.15)$$

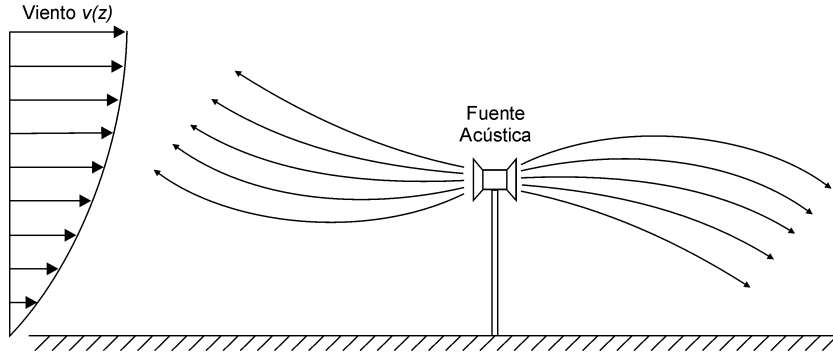
Teniendo en cuenta que  $\sin \varphi = v_n/c$ , la velocidad aparente con la que se ha propagado el pulso viene dada por:

$$v_s = v_l + c \cdot \sqrt{1 - \left( \frac{v_n}{c} \right)^2} \quad (3.16)$$

Cuando la componente normal del viento es pequeña comparada con la velocidad del sonido, se obtiene como buena aproximación para la velocidad aparente:

$$v_s \simeq v_l + c \quad (3.17)$$

Existe también un fenómeno de refracción asociado a la presencia de viento ya que, debido a la fricción con el suelo, su velocidad aumenta desde cero hasta alcanzar un valor prácticamente constante a una altura que puede ser de varios cientos de metros. De este modo, una onda sonora que se propaga a favor del viento se curva hacia abajo donde la velocidad aparente es menor y lo contrario ocurre cuando la onda se propaga en contra del viento tal y como muestra la figura 3.8<sup>2</sup>.



**Figura 3.8:** Refracción provocada por el viento.

### 3.2.3. Efecto de la niebla

La solución dada por Cole y Dobbins [CD70] a la ecuación de onda acústica en una atmósfera con niebla, solución que ha sido empleada en la sección 3.1.3 para determinar la atenuación adicional asociada a este fenómeno, predice una variación de la velocidad de propagación del sonido en el rango de las bajas frecuencias. No obstante, la magnitud de este efecto está sobrevalorada en la solución de Cole y Dobbins, lo que llevó a Davidson [Dav75] a reformular sus ecuaciones de partida obteniendo un conjunto de expresiones que

<sup>2</sup>Fenómeno que explica por qué es difícil escuchar sonidos que se propagan en contra del viento

proporcionan resultados más realistas en el rango de las bajas frecuencias. Estas nuevas expresiones predicen una caída en la velocidad de propagación del sonido de hasta el 2 % en presencia de niebla. En cualquier caso, este efecto es significativo sólo para frecuencias por debajo de 1  $kHz$  y no es apreciable por tanto para frecuencias ultrasónicas.

### 3.3. Análisis cuantitativo de la refracción

#### 3.3.1. Desviación de un rayo ultrasónico

En la sección anterior se ha puesto de manifiesto que la velocidad de propagación del sonido en el exterior depende fundamentalmente de la temperatura  $T$  y de la velocidad del viento en la dirección de propagación  $v_l$ , así como que la dependencia de estos parámetros con la altura provoca la refracción de las ondas acústicas.

En esta sección se presenta un análisis teórico del fenómeno de la refracción con objeto de determinar el efecto que puede tener sobre la propagación de un haz ultrasónico en el exterior. Este efecto va a ser cuantificado calculando la desviación vertical sufrida por un rayo ultrasónico que se propaga a lo largo de una trayectoria horizontal que une un emisor con un receptor.

El análisis de la propagación de un fenómeno acústico en términos de rayos en vez de ondas es una aproximación válida siempre que la amplitud de la vibración y la velocidad de propagación no cambien demasiado en una longitud de onda [Kin92]. Es por tanto una buena aproximación en el rango de las altas frecuencias audibles y para las frecuencias ultrasónicas. La trayectoria seguida por un rayo acústico en un medio donde la velocidad de propagación es función de la altura viene dada por la conocida ley de Snell:

$$\cos \theta = \frac{c}{c_0} \quad (3.18)$$

donde  $c_0$  representa la velocidad de propagación a la altura del emisor y  $\theta$  es el ángulo formado por el rayo acústico con la horizontal.

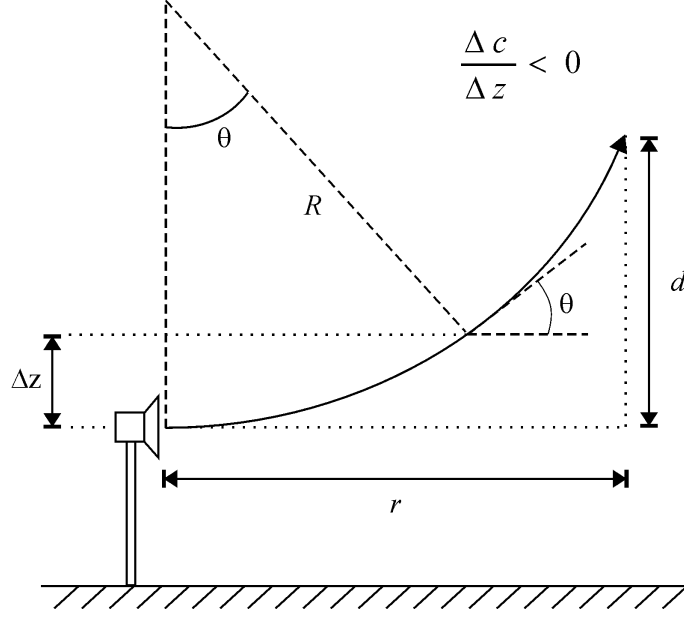
Puesto que se está considerando la propagación a lo largo de distancias pequeñas es posible suponer, por simplicidad, que la variación de la velocidad del sonido con la altura es constante, en cuyo caso la trayectoria seguida por el rayo refractado es un arco de circunferencia tal y como muestra la figura 3.9.

En esta figura es inmediato ver que:

$$\cos \theta = \frac{R - \Delta z}{R} = 1 - \frac{\Delta c}{g \cdot R} \quad (3.19)$$

donde  $g = \Delta c / \Delta z$  es el gradiente constante de velocidad. Igualando esta expresión con la ley de Snell (3.18) se obtiene para el radio de la trayectoria:

$$R = -\frac{c_0}{g} \quad (3.20)$$



**Figura 3.9:** Trayectoria seguida por un rayo en presencia de un gradiente vertical constante de la velocidad de propagación.

expresión que da este radio en función del gradiente vertical de velocidad. Un sencillo análisis trigonométrico permite entonces obtener la desviación vertical sufrida por un rayo que recorre una distancia  $r$  sobre la horizontal:

$$d = -\frac{c_0}{g} + \text{sgn}(g) \cdot \sqrt{\left(\frac{c_0}{g}\right)^2 - r^2} \quad (3.21)$$

El paso siguiente dentro de este análisis consiste en obtener una expresión para el gradiente de velocidad constante  $g$ . Para ello es necesario, en primer lugar, obtener la velocidad del sonido en función de la altura  $c(z)$  y, en segundo lugar, linealizar esta expresión en la región de interés. Ambas tareas son descritas en las siguientes secciones.

### 3.3.2. Perfiles de temperatura y velocidad del viento

Combinando los efectos de la temperatura y del viento que han sido descritos en las secciones 3.2.1 y 3.2.2 respectivamente, la velocidad efectiva del sonido en la atmósfera puede escribirse como:

$$v_s = 331.6 \cdot \sqrt{1 + \frac{T(z)}{273.15}} + v_l(z) \quad (3.22)$$

de modo que para obtener la dependencia de la velocidad del sonido con la altura es necesario conocer los perfiles de temperatura  $T(z)$  y del viento  $v_l(z)$ . En la capa más superficial de la atmósfera, cuya altura puede variar entre 10 m para noches despejadas hasta 100 m para días con fuertes vientos, estos perfiles pueden obtenerse con bastante precisión a partir de la teoría de semejanza de Monin-Obukhov [MO54]. Los detalles de esta teoría pueden

encontrase en el apéndice A.3, donde se deducen los perfiles que se muestran a continuación:

$$T(z) = T(z_0) + \frac{T^*}{K_a} \left[ \ln \left( \frac{z}{z_0} \right) - \psi_T \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) \right] \quad (3.23a)$$

$$v_l(z) = \frac{v^*}{K_a} \left[ \ln \left( \frac{z}{z_0} \right) - \psi_v \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) \right] \quad (3.23b)$$

En estas expresiones  $K_a$  es la constante de *Von Karman*, cuyo valor en la atmósfera es aproximadamente de 0.4. Las constantes  $T^*$  y  $v^*$  representan dos valores de escala para la temperatura y la velocidad del viento respectivamente y, aunque tienen una clara interpretación física (véase el apéndice A.3), su valor suele ajustarse experimentalmente. La constante  $z_0$  se denomina *longitud de las rugosidades* y es una medida de la altura mínima por debajo de la cual no son válidos los perfiles anteriores. Su valor depende del tipo de terreno y puede obtenerse con bastante precisión mediante simple inspección de este terreno a partir de la tabla 3.1.

Tipo de terreno	$z_0$ (m)
Agua o hielo	$10^{-4}$
Hierba cortada	$10^{-2}$
Hierba larga, terreno pedregoso	0.05
Pastos	0.20
Casas bajas	0.6
Bosques, ciudades	1 – 5

**Tabla 3.1:** Valores típicos para la longitud de las rugosidades. [PD84]

Las funciones  $\psi_T$  y  $\psi_v$  que aparecen en las ecuaciones anteriores dependen del tipo de atmósfera y han sido ajustadas empíricamente, obteniéndose las siguientes expresiones [PD84]:

$$\psi_T \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) = \begin{cases} 2 \ln \left[ \frac{1}{2} (1 + \sqrt{1 - 16z/L_{mo}}) \right] & \text{Atmósferas Inestables} \\ 0 & \text{Atmósferas Neutras} \\ -5 \frac{z}{L_{mo}} & \text{Atmósferas Estables} \end{cases} \quad (3.24a)$$

$$\psi_v \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) = \begin{cases} \ln \left[ \left( \frac{1+x^2}{2} \right) \left( \frac{1+x}{2} \right)^2 \right] - 2 \arctan x - \frac{\pi}{2} & \text{Atmósferas Inestables} \\ 0 & \text{Atmósferas Neutras} \\ -5 \frac{z}{L_{mo}} & \text{Atmósferas Estables} \end{cases} \quad (3.24b)$$

siendo  $x = (1 - 16z/L_{mo})^{\frac{1}{4}}$ .

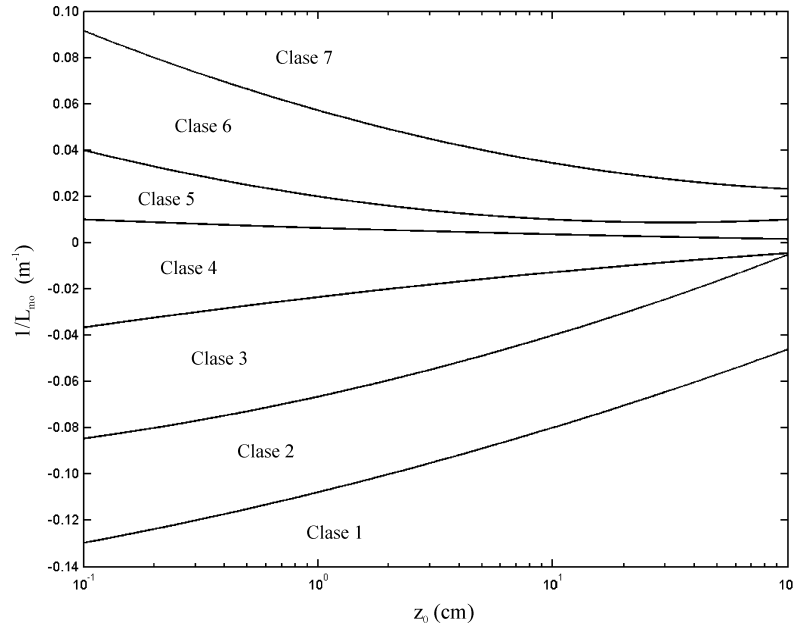
Por último el parámetro  $L_{mo}$  se denomina *Longitud de Monin-Obukhov* y su valor depende fundamentalmente del flujo vertical de calor en la superficie. El problema es que esta magnitud no es fácil de medir experimentalmente, de modo que en la práctica no se



realiza el cálculo directo de  $L_{mo}$  y en su lugar se deduce el valor de esta longitud a partir de su relación con la longitud de las rugosidades y las clases de Turner encontrada por Golder [Gol72].

Las clases de Turner [Tur64] constituyen un sistema de clasificación del tipo de atmósfera que está basado en la importancia relativa que tienen los fenómenos de convección térmica y turbulencia mecánica en una determinada atmósfera. Existen siete clases numeradas del 1 al 7. Las tres primeras se corresponden con atmósferas inestables, donde predomina la convección térmica frente a la turbulencia mecánica (días soleados con vientos débiles), la clase 4 representa atmósferas neutras donde no existe convección térmica y sólo se da turbulencia mecánica (días y noches con fuertes vientos), y las tres últimas se corresponden con atmósferas estables donde se ha producido una inversión del gradiente de temperaturas (noches despejadas con vientos débiles). La clase a la que pertenece una determinada atmósfera puede ser calculada directamente a partir de la altitud solar (que determina la intensidad de la radiación recibida), el grado de nubosidad y la velocidad del viento a una altura de referencia.

La relación encontrada experimentalmente por Golder entre  $z_0$ ,  $L_{mo}$  y las clases de Turner aparece representada en la figura 3.10. Esta figura proporciona valores de  $L_{mo}$  lo suficientemente precisos para la mayoría de las aplicaciones de ingeniería [PD84].



**Figura 3.10:** Relación entre  $z_0$ ,  $L_{mo}$  y las clases de Turner [Gol72].

Resumiendo, el proceso a seguir para determinar los perfiles  $T(z)$  y  $v_l(z)$  puede describirse en tres pasos:

1. A partir de la altitud solar, la nubosidad y la velocidad del viento a una altura de referencia se calcula la clase de Turner a la que pertenece la atmósfera. Esta clase determina la forma de las funciones  $\psi_T$  y  $\psi_v$  que aparecen en (3.24).
2. Con la clase de Turner y la longitud de las rugosidades obtenida a partir de la tabla 3.1 se calcula la longitud de Monin-Obukhov, haciendo uso de la relación entre las tres magnitudes que aparece representada en la figura 3.10.
3. Conocidos los valores de  $z_0$ ,  $L_{mo}$  y las funciones  $\psi_T$  y  $\psi_v$  es posible calcular, por último, el valor de los parámetros de escala  $T^*$  y  $v^*$  a partir de los perfiles (3.23) si se dispone de un valor experimental para el viento y de dos valores de temperatura a diferentes alturas (por encima siempre de  $z_0$ ).

### 3.3.3. Linealización de la velocidad con la altura

Una vez obtenida la relación que existe entre la velocidad del sonido y la altura a través de los perfiles de temperatura y velocidad del viento descritos en la sección anterior, es necesario linealizar esta relación y obtener, de este modo, el gradiente constante  $g$  que permite calcular la desviación vertical del rayo ultrasónico a través de (3.21).

El método de linealización empleado en esta tesis ha sido propuesto por L'Espérance y Daigle [LD94], y consiste en suponer que el gradiente en la zona de interés es igual a la variación media de la velocidad del sonido en el primer elipsoide de Fresnel. Este elipsoide aparece representado en la figura 3.11, y se define como la región del espacio donde la diferencia de longitud entre el camino directo y cualquier camino difractado es menor que media longitud de onda, esto es:

$$r_1 + r_2 - r = \frac{\lambda}{2} \quad (3.25)$$

donde  $r_1$ ,  $r_2$  y  $r$  son las distancias representadas en la figura 3.11 y  $\lambda$  es la longitud de onda.

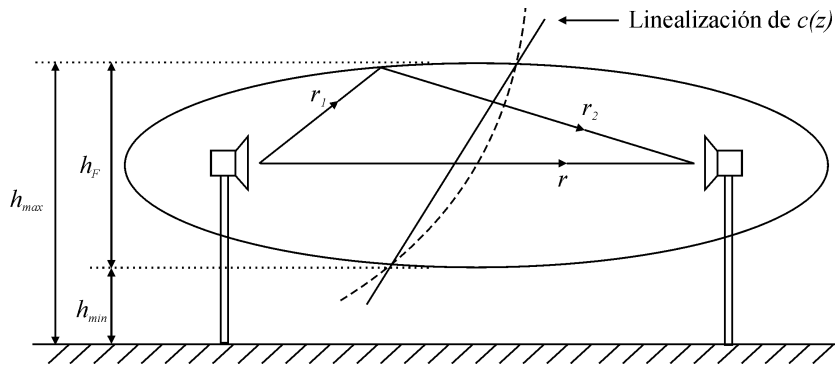


Figura 3.11: Elipsoide de Fresnel.

A partir de esta figura, el gradiente constante puede expresarse como:

$$g = \frac{c(h_{max}) - c(h_{min})}{h_F} \quad (3.26)$$

donde  $h_F$  representa la altura del elipsoide, que depende tanto de la longitud de onda considerada como de la distancia entre el emisor y el receptor:

$$h_F = \sqrt{\frac{\lambda}{4} \cdot \left(r + \frac{\lambda}{4}\right)} \quad (3.27)$$

### 3.3.4. Valores Obtenidos

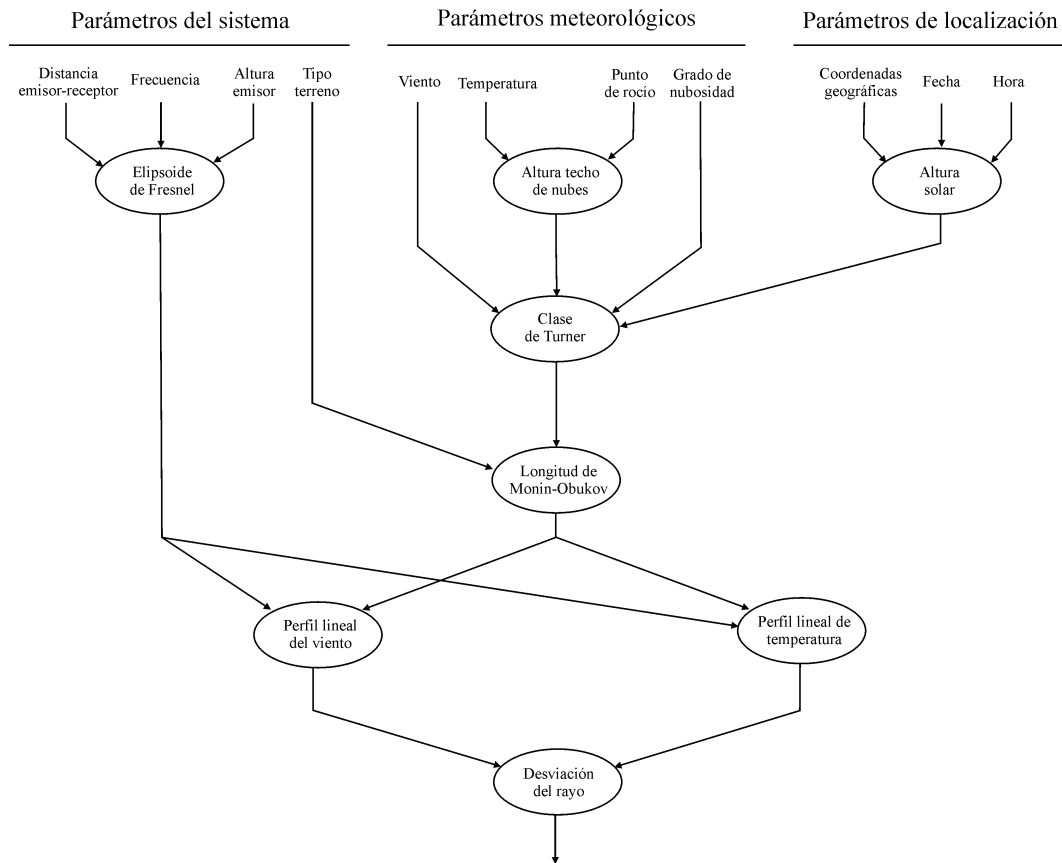
El cálculo de la desviación sufrida por un rayo ultrasónico es una tarea tediosa que requiere gran cantidad de operaciones previas, tal y como se ha visto a lo largo de las secciones anteriores. Por este motivo se ha desarrollado un programa que realiza estas operaciones de manera sistemática partiendo de un conjunto de parámetros de entrada que han sido clasificados en tres grupos:

**Parámetros del Sistema:** que incluyen la frecuencia de la onda, la distancia emisor-receptor, la altura a la que están situados y el tipo de terreno (longitud de las rugosidades).

**Parámetros meteorológicos:** son los valores experimentales de la velocidad del viento, la temperatura, el grado de nubosidad y el punto de rocío, que permiten estimar la altura del techo de nubes (parámetro necesario para determinar la clase de Turner).

**Parámetros de localización espacio-temporal:** que son las coordenadas geográficas del lugar donde el sistema será emplazado así como la fecha y la hora, parámetros necesarios para determinar la altitud solar y a partir de ella el índice de radiación (que determina también la clase de Turner junto con la altura del techo de nubes).

La estructura de este programa aparece representada de forma esquemática en la figura 3.12. Con su ayuda se ha estudiado la desviación sufrida por un rayo ultrasónico de  $50\text{ kHz}$  a lo largo de una distancia de  $14\text{ m}$  en distintas situaciones meteorológicas donde se supone un marcado efecto de la refracción. Los resultados más significativos de este análisis están recogidos en la tabla 3.2 para tres tipos de terreno diferentes y suponiendo una altura  $h = 150\text{ cm}$  sobre el nivel del suelo para la pareja emisor-receptor. En esta tabla  $v_l$  representa la componente longitudinal del viento a la altura del emisor y grad  $T$  es el gradiente experimental de temperatura definido como  $(T(h) - T(z_0))/(h - z_0)$ . Las siete primeras filas de datos ( $v_l = 0$ ) dan cuenta de la refracción provocada por un intenso gradiente de temperaturas en distintas condiciones meteorológicas que han sido caracterizadas a través de la clase de Turner  $CT$ . Las cuatro filas que aparecen a continuación (grad  $T = 0$ ) muestran la refracción provocada por un viento de gran intensidad.



**Figura 3.12:** Representación esquemática del algoritmo desarrollado para el cálculo de la refracción.

$v_l$ (m/s)	$grad\ T$ ( $^{\circ}C/m$ )	CT	$D_{hi}$ (m)	$D_{ro}$ (m)	$D_{pa}$ (m)
0	-2.68	4	0.087	0.125	0.190
0	-2.68	3	0.063	0.098	0.165
0	-2.68	2	0.054	0.087	0.155
0	-2.68	1	0.050	0.080	0.151
0	2.68	7	-0.126	-0.168	-0.231
0	2.68	6	-0.108	-0.143	-0.206
0	2.68	4	-0.089	-0.127	-0.193
10	0	4	-0.384	-0.566	-0.959
10	0	3	-0.196	-0.254	-0.335
-10	0	4	0.384	0.566	0.959
-10	0	3	0.196	0.254	0.335
10	2.68	4	-0.466	-0.684	-1.140
-10	-2.68	4	0.473	0.694	1.153
-10	-2.68	3	0.260	0.354	0.504

**Tabla 3.2:** Desviaciones máximas obtenidas para un terreno de hierba baja ( $D_{hi}$ ), un terreno rocoso ( $D_{ro}$ ) y un pasto ( $D_{pa}$ ) en distintas condiciones meteorológicas caracterizadas por la clase de Turner  $CT$ .

Al igual que en el caso anterior, se han considerado todas las condiciones meteorológicas posibles. Las tres últimas filas de la tabla representan el efecto conjunto de ambos fenómenos.

Del análisis de los datos que aparecen en esta tabla así como de otros que simulan situaciones menos críticas y que pueden encontrarse en el trabajo de Gutiérrez [Gut04], se han deducido las siguientes conclusiones de carácter general:

- El efecto del viento es mucho más importante que el de la temperatura. Vientos suaves pueden provocar desviaciones de igual magnitud que las causadas por gradientes de temperatura de gran intensidad.
- La refracción es tanto mayor cuanto mayor es la longitud de las rugosidades del terreno considerado. Las desviaciones calculadas para un terreno tipo pasto son entre 2 y 3 veces las obtenidas con hierba corta bajo las mismas condiciones meteorológicas.
- Con valores semejantes de viento y temperatura las atmósferas estables (clases de Turner 5-7) están asociadas con refracciones de mayor intensidad que las neutras (clase 4) y éstas a su vez que las inestables (clases 1-3). No obstante es importante notar que la estabilidad atmosférica sólo puede darse para valores de viento no excesivamente grandes ( $v \lesssim 5 \text{ m/s}$ ), de modo que las desviaciones de mayor valor absoluto se han obtenido para atmósferas neutras con velocidades de viento de  $10 \text{ m/s}$ . Evidentemente valores mayores de esta velocidad provocarían una mayor desviación, pero en este caso la componente transversal de la velocidad del viento ya no sería despreciable y la aproximación (3.22) dejaría de ser válida.

En la práctica el fenómeno de la refracción se traduce en una caída de los niveles de intensidad medidos, debido a que el rayo que llega al receptor no es el que se propaga a lo largo del eje acústico del transductor. Es posible estimar esta caída si se conoce el patrón de emisión del transductor empleado, ya que para un gradiente constante  $g$ , el ángulo de salida del rayo recibido a una distancia  $r$  es:

$$\theta_s = \arctan \left( \frac{r \cdot g}{2 \cdot c_0} \right) \quad (3.28)$$

En el peor de los casos considerados en la tabla 3.2, el que se corresponde con  $v_l = -10 \text{ m/s}$ ,  $\text{grad } T = -2.68^\circ\text{C/m}$ ,  $z_0 = 20 \text{ cm}$  y una clase de Turner 4, el ángulo de salida del rayo recibido a catorce metros es de unos  $-5^\circ$ , lo que supondría una caída menor de  $3 \text{ dB}$  para la mayoría de los transductores disponibles en el mercado. Es posible afirmar por tanto que a esta distancia la atenuación adicional provocada por la refracción de las ondas ultrasónicas es prácticamente despreciable.

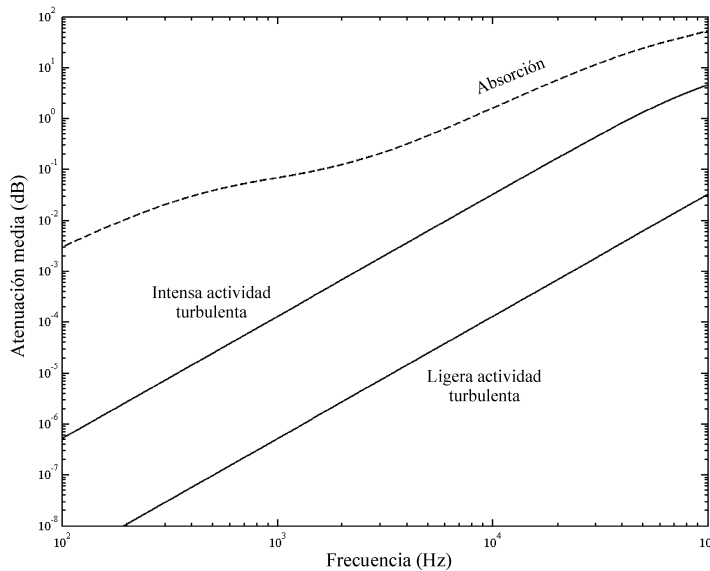
### 3.4. El fenómeno de las turbulencias

Cuando el viento sopla en las capas más bajas de la atmósfera rara vez lo hace de forma estacionaria y casi siempre aparecen fluctuaciones aleatorias de su comportamiento en forma de flujos fuertemente rotacionales. Estos *remolinos turbulentos* provocan variaciones puntuales de gran intensidad tanto de la velocidad del viento como de la temperatura, las dos magnitudes que tienen una mayor influencia sobre la velocidad de propagación de las ondas acústicas tal y como se ha visto a lo largo de la sección 3.2.

Cuando una onda acústica que se propaga por la atmósfera se encuentra con uno de estos remolinos, el cambio brusco en el índice de refracción provoca la dispersión de parte de su energía, modificando tanto la amplitud como la fase de esta onda. Una consecuencia inmediata de esta dispersión de energía es la atenuación adicional experimentada por una onda que se propaga a través de un medio turbulento. Brown y Clifford [BC76] han obtenido una expresión que da el valor medio de esta atenuación  $\mathcal{A}_{turb}$  para una onda acústica que se propaga a lo largo de un trayecto horizontal:

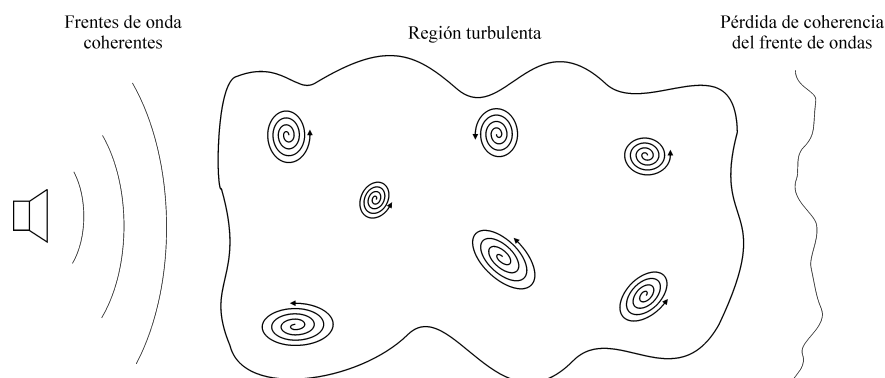
$$\mathcal{A}_{turb} = 10 \log \left( 1 + 0.48 k^{12/5} d_0^2 r^{6/5} C_n^{12/5} \right) \text{ (dB)} \quad (3.29)$$

donde  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda;  $d_0$  es el diámetro de la fuente acústica;  $r$  la distancia recorrida por la onda; y  $C_n^2$  un parámetro que caracteriza la intensidad de las turbulencias y que recibe el nombre de *parámetro de estructura del índice de refracción*. Esta expresión proporciona valores de atenuación que están muy por debajo de la atenuación asociada a la absorción atmosférica en todo el rango de frecuencias tal y como muestra la figura 3.13.



**Figura 3.13:** Atenuación media asociada a la presencia de turbulencias en función de la frecuencia ( $r = 14 \text{ m}$  y  $d_0 = 5 \text{ cm}$ ).

No obstante, es importante notar que esta atenuación es un valor medio y que los valores instantáneos obtenidos pueden fluctuar bruscamente en torno a él. Cuando la onda acústica atraviesa una región turbulenta se encuentra con una variedad de remolinos de diferentes tamaños, velocidades y temperaturas. El efecto conjunto de estos remolinos altera la coherencia inicial de los frentes de onda, que dejan de ser esféricos y de igual amplitud una vez atravesada la región turbulenta, tal y como aparece representado en la figura 3.14. Un receptor situado en el otro extremo de esta región observará fluctuaciones de carácter aleatorio tanto de su amplitud como de su fase.



**Figura 3.14:** Efecto de las turbulencias sobre la coherencia de la onda acústica.

La pérdida de coherencia del frente de ondas provocada por la presencia de turbulencias en la atmósfera puede tener un efecto dramático a la hora de transmitir señales ultrasónicas codificadas ya que, después de cierto tiempo, estas señales podrían volverse completamente irreconocibles por el receptor. En esta sección se presenta un análisis teórico de este fenómeno con el objetivo de determinar el tiempo durante el cual las características de la señal que se propaga por una atmósfera turbulenta permanecen esencialmente invariantes. Este *tiempo de coherencia* de la señal será un tiempo de referencia a tener en cuenta a la hora de escoger un esquema de codificación-modulación adecuado.

### 3.4.1. Aspectos generales sobre la teoría de turbulencias

El régimen turbulento de un fluido es un fenómeno de marcado carácter no lineal que por este motivo ha de ser estudiado combinando las ecuaciones de la mecánica de fluidos con información empírica sobre sus propiedades. Es imposible predecir con exactitud la evolución de un flujo turbulento aunque sí pueden determinarse algunas de sus propiedades estadísticas.

Características físicas tales como la velocidad del fluido o su temperatura experimentan fluctuaciones de carácter aleatorio en un régimen turbulento. En el caso más simple, se podría suponer que estas propiedades se comportan como campos aleatorios<sup>3</sup> homogéneos

<sup>3</sup>Un campo aleatorio se define como una función aleatoria de las tres coordenadas espaciales.

e isotrópicos, es decir, sus propiedades estadísticas son las mismas independientemente de la posición y la dirección consideradas. En este caso su comportamiento puede describirse de forma adecuada a través de la función de correlación espacial  $\mathcal{K}_u$  definida como sigue:

$$\mathcal{K}_u(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = \langle [u(\mathbf{r}_1) - \langle u(\mathbf{r}_1) \rangle][u(\mathbf{r}_2) - \langle u(\mathbf{r}_2) \rangle] \rangle = \mathcal{K}_u(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2) \quad (3.30)$$

donde  $u$  es una magnitud cualquiera;  $\langle \cdot \rangle$  es el operador de promedio espacial; y  $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$  representan dos posiciones arbitrarias.

La transformada de Fourier de la correlación espacial se denomina *función de densidad espectral*  $\Phi_u(\mathbf{k})$ , y es la función que se utiliza para caracterizar el comportamiento aleatorio de los campos homogéneos:

$$\Phi_u(\mathbf{k}) = \frac{1}{(2\pi)^3} \int \int \int_{-\infty}^{\infty} \cos(\mathbf{k}\mathbf{r}) \mathcal{K}_u(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (3.31)$$

siendo  $|\mathbf{k}| = 2\pi/\lambda$  el número de onda espacial. Si además de homogéneo el campo es isotrópico (sus propiedades no dependen de la dirección), las expresiones anteriores se simplifican aún más:

$$\mathcal{K}_u(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2) = \mathcal{K}_u(r) \quad (3.32)$$

$$\Phi_u(k) = \frac{1}{2\pi^2 k} \int_0^\infty r \mathcal{K}_u(r) \sin(kr) dr \quad (3.33)$$

donde, para pasar de (3.31) a (3.33), se han introducido coordenadas esféricas y se ha integrado respecto de las variables angulares.

Lamentablemente los campos aleatorios que aparecen en un fluido en régimen turbulento no pueden considerarse homogéneos, y no es posible por tanto caracterizarlos a través de la función de correlación. En este caso el comportamiento de estos campos puede describirse de un modo más adecuado a través de las funciones de estructura  $\mathcal{D}_u$  introducidas por Kolmogorov [Kol41]:

$$\mathcal{D}_u(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = \langle \{[u(\mathbf{r}_1) - \langle u(\mathbf{r}_1) \rangle] - [u(\mathbf{r}_2) - \langle u(\mathbf{r}_2) \rangle]\}^2 \rangle \quad (3.34)$$

Aunque las propiedades estadísticas de los campos dependan de la posición, puede suponerse que no ocurre lo mismo con las de sus diferencias de valor entre dos puntos no demasiado alejados, una propiedad conocida con el nombre de *homogeneidad local*. En un campo localmente homogéneo las funciones de estructura pueden expresarse como:

$$\mathcal{D}_u(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = \langle [u(\mathbf{r}_1) - u(\mathbf{r}_2)]^2 \rangle = \mathcal{D}_u(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2) \quad (3.35)$$

y resultan ser invariantes frente a una traslación como lo son las funciones de correlación espacial en un campo homogéneo. Aunque en un campo localmente homogéneo las funciones de correlación dejan de tener significado, aún es posible describir estos campos en términos



de la función de densidad espectral, que está relacionada con la función de estructura como [Tat71]:

$$\Phi_u(\mathbf{k}) = \frac{1}{16\pi^2 k^3} \int \int \int_{-\infty}^{\infty} \cos(\mathbf{k}\mathbf{r}) \Delta \mathcal{D}_u(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (3.36)$$

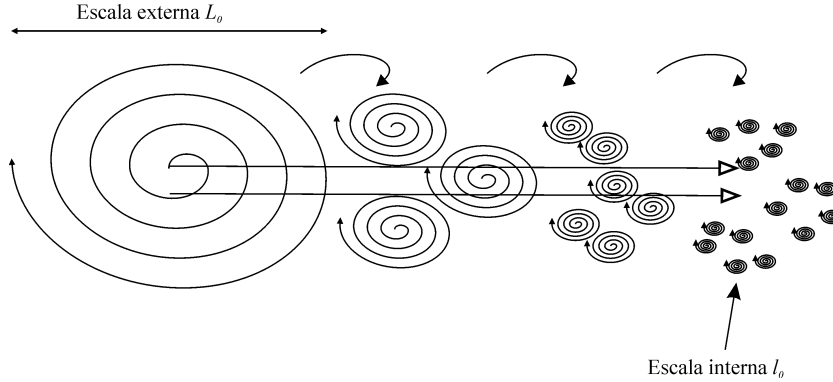
Si además el campo es isotrópico las expresiones (3.35) y (3.36) pueden simplificarse para dar:

$$\mathcal{D}_u(r) = \langle [u(\mathbf{r}_1 + \mathbf{r}) - u(\mathbf{r}_1)]^2 \rangle \quad (3.37)$$

$$\Phi_u(k) = \frac{1}{4\pi^2 k^3} \int_0^\infty \frac{\sin(kr)}{kr} \frac{d}{dr} \left[ r^2 \frac{d}{dr} \mathcal{D}_u(r) \right] dr \quad (3.38)$$

Nuevamente al pasar de (3.36) a (3.38) se han introducido coordenadas esféricas y se ha integrado respecto de las variables angulares.

El análisis espectral de los campos aleatorios que aparecen en un régimen turbulento es particularmente útil debido a que este régimen está caracterizado por varias escalas de longitud con un significado físico muy claro en su descripción. La mayor de estas escalas es la denominada escala externa o escala integral  $L_0$  y representa el tamaño de los remolinos de mayor longitud que aparecen en el fluido. Estos remolinos suponen movimientos muy energéticos y poco disipativos y su tamaño depende de las condiciones locales del fluido. Los remolinos de mayor tamaño se descomponen en otros más pequeños que vuelven a descomponerse a su vez siguiendo un proceso en cascada que finaliza cuando el tamaño de los remolinos es tan pequeño que las fuerzas viscosas disipan su energía cinética, tal y como representa la figura 3.15.



**Figura 3.15:** Evolución de los remolinos en un régimen turbulento.

El tamaño de los remolinos más pequeños viene determinado por la escala interna o microescala  $l_0$  y depende del coeficiente de viscosidad cinemático del fluido  $\nu$  y de la razón de disipación de energía cinética  $\varepsilon$  como [TL72a]:

$$l_0 = \left( \frac{\nu^3}{\varepsilon} \right)^{1/4} \quad (3.39)$$

En la atmósfera la escala externa  $L_0$  puede tomar valores de varias decenas de metros mientras que la escala interna  $l_0$  es del orden de varios milímetros. Teniendo en cuenta que la cantidad de energía cinética por unidad de masa en los remolinos es proporcional al cuadrado de su velocidad  $v^2$  y asumiendo que la razón de transferencia de energía desde los remolinos de tamaño  $L$  es proporcional a  $v/L$ , la energía suministrada a los remolinos de menor tamaño es proporcional a  $v^3/L$ .

El rango de distancias comprendido entre la escala externa  $L_0$  y la escala interna  $l_0$  es lo que se denomina *rango inercial* y como en este rango la energía es transportada desde los remolinos de mayor tamaño hasta los de menor tamaño sin acumularse en ninguna escala, el suministro de energía debe ser igual a la razón de disipación  $\epsilon$  y por tanto  $v^2 \propto L^{2/3}$ .

Este análisis dimensional fue llevado a cabo por Kolmogorov [Kol41], quien llegó a la conclusión de que en el rango inercial la funciones de estructura de algunas magnitudes meteorológicas tales como la velocidad del viento, la temperatura y el índice de refracción deben exhibir la misma dependencia con la distancia, esto es:

$$\mathcal{D}_u(r) = C_u^2 \cdot r^{2/3} \quad l_0 < r < L_0 \quad (3.40)$$

donde  $C_u^2$  es una constante denominada *parámetro de estructura* de la magnitud  $u$ . El parámetro de estructura del índice de refracción  $C_n^2$  ha sido ya introducido en la ecuación (3.29) y su significado físico es ahora más claro: es una medida de la intensidad de las fluctuaciones espaciales del índice de refracción. Llevando (3.40) a (3.38) se obtiene para la densidad espectral en el rango inercial:

$$\Phi_{u,K}(k) = 0.033 \cdot C_u^2 \cdot k^{-11/3} \quad (3.41)$$

Los valores de distancia mayores que  $L_0$  constituyen lo que se conoce con el nombre de *rango de energía*, donde el comportamiento de la función de densidad espectral (3.38) pasa a ser gaussiano.

Un modelo que describe de forma adecuada el comportamiento de  $\Phi_u$  en ambos rangos (energía e inercial) es el de *Von Karman* modificado:

$$\Phi_{u,VK}(k) = \frac{0.033C_u^2}{(k^2 + k_0^2)^{11/6}} \exp\left(-\frac{k}{k_m}\right)^2 \quad (3.42)$$

donde  $k_0 = 2\pi/L_0$  y  $k_m = 5.92/l_0$ .

Las distancias por debajo de  $l_0$  constituyen el *rango de disipación*, y su efecto suele despreciarse a la hora de analizar la propagación de las vibraciones acústicas por un fluido turbulento [WBG99].

### 3.4.2. Propagación de una onda acústica a través de una atmósfera turbulenta

Una onda acústica que se propaga a través de una atmósfera turbulenta está caracterizada a través de su *función de coherencia mutua* FCM, que se define como la función de correlación del campo de presión complejo en un plano perpendicular a la dirección de propagación:

$$FCM(\boldsymbol{\rho}, L) = \langle P(\mathbf{r} + \boldsymbol{\rho}, L) \cdot P^*(\mathbf{r}, L) \rangle \quad (3.43)$$

En esta expresión  $\boldsymbol{\rho}$  representa la separación a lo largo del plano perpendicular a la dirección de propagación, y situado a una distancia  $L$  de la fuente. El operador  $*$  denota conjugación compleja. Esta función está relacionada con las funciones de estructura de la fase  $\mathcal{D}_\phi$  y del logaritmo de la amplitud  $\mathcal{D}_\chi$  de la onda a través de la siguiente expresión [Tat61]:

$$FCM(\boldsymbol{\rho}, L) = \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\mathcal{D}_\chi(\boldsymbol{\rho}, L) + \mathcal{D}_\phi(\boldsymbol{\rho}, L)] \right\} \quad (3.44)$$

Partiendo de la ecuación anterior y suponiendo que la dispersión provocada por las turbulencias se produce para ángulos pequeños, Tatarskii [Tat61] obtiene la siguiente expresión para la FCM de una onda esférica que se propaga por un medio isotrópico:

$$FCM(\boldsymbol{\rho}, L) = \exp \left\{ -4\pi^2 k^2 L \int_0^\infty \left[ 1 - \int_0^1 J_0(k\rho u) du \right] \Phi_n(k) k dk \right\} \quad (3.45)$$

donde  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda y  $J_0$  es la función de Bessel de primera especie y orden cero.

Aunque esta expresión es obtenida inicialmente para ondas electromagnéticas, Tatarskii [Tat71] demostró que es igualmente válida para ondas acústicas siempre que el parámetro de estructura del índice de refracción  $C_n^2$  que aparece en la definición del espectro  $\Phi_n(k)$  sea sustituido por un *parámetro de estructura efectivo* definido como:

$$C_n^2 = \frac{C_T^2}{T^2} + 4 \cdot \frac{C_v^2}{c^2} \quad (3.46)$$

donde  $T$  es la temperatura;  $c$  es la velocidad del sonido; y  $C_T^2$ ,  $C_v^2$  representan los parámetros de estructura de la temperatura y de la velocidad del viento respectivamente. En la región más cercana al suelo este parámetro puede tomar valores que oscilan entre  $10^{-7} \text{ m}^{-2/3}$  para una turbulencia débil hasta valores por encima de  $10^{-5} \text{ m}^{-2/3}$  para turbulencias de gran intensidad.

Una simplificación adicional de la FCM mostrada en (3.45) pasa por definir un modelo para las turbulencias escogiendo un espectro para el índice de refracción  $\Phi_n(k)$ . El modelo a escoger viene determinado por el tamaño de los remolinos que tienen un mayor efecto en la dispersión de la energía, que son aquéllos con una longitud similar a la de la zona de Fresnel definida como  $\sqrt{\lambda \cdot L}$  [DPE83]. Para una onda ultrasónica que se desplaza como máximo

unas decenas de metros la zona de Fresnel cae dentro de la región inercial y  $\Phi_n(k)$  debe ser escogido como un espectro de Kolmogorov (3.41).

A partir de la FCM es posible obtener una medida del tamaño del frente de ondas coherente, parámetro que se conoce con el nombre de *longitud de coherencia lateral* de la onda  $\rho_0$ . Esta longitud se define como la distancia a la que la FCM ha caído hasta el valor  $1/e$  (obsérvese que la FCM está normalizada de manera que  $FCM(0, L) = 1$ ). Partiendo de (3.45) y suponiendo un espectro de Kolmogorov, Yura [Yur71] obtiene la siguiente expresión para esta longitud:

$$\rho_0 = \begin{cases} \infty & r \lesssim r_c \\ (0.545k^2C_n^2r)^{-3/5} & r_c \lesssim r \lesssim r_i \\ (0.76C_n^2r^{1/2}l_0^{-1/6}k)^{-1} & r_i \lesssim r \end{cases} \quad (3.47)$$

donde las longitudes  $r_c$  y  $r_i$  que marcan los rangos de aplicación de las expresiones anteriores vienen dadas por:

$$r_c = \left[0.4k^2C_n^2(L_0/2\pi)^{5/3}\right]^{-1} \quad (3.48a)$$

$$r_i = \left[0.4k^2C_nl_0^{5/3}\right]^{-1} \quad (3.48b)$$

Para una onda ultrasónica de  $50\text{ kHz}$  y valores típicos del parámetro de estructura efectivo  $C_n^2$  y de las escalas de la turbulencia  $L_0, l_0$  se tiene  $r_c \lesssim 1\text{ m}$  y  $r_i \gtrsim 100\text{ m}$ . A partir de la longitud de coherencia lateral de la onda es posible estimar el tiempo de coherencia de la señal partiendo de la hipótesis de “turbulencia congelada” de Taylor [Tay38], que supone que los remolinos que se forman en una atmósfera turbulenta permanecen “congelados” los unos respecto a los otros mientras que todo el conjunto se desplaza con la velocidad media del viento  $\mathbf{v}$ . En este caso existe una relación directa entre el comportamiento temporal y espacial de los campos aleatorios:

$$u(\mathbf{r}, t + t') = u(\mathbf{r} - \mathbf{v}t', t) \quad (3.49)$$

Tatarskii [Tat71] demuestra que una condición suficiente para que la hipótesis de Taylor tenga validez es que el tamaño de los remolinos considerados sea mucho menor que la escala externa de las turbulencias  $L_0$  y varios estudios experimentales comprueban que el rango de validez de esta hipótesis es aún mayor [LP64]. Si el viento sopla en la dirección perpendicular a la dirección de propagación la relación entre correlación espacial y temporal es directa:

$$t_c = \frac{\rho_0}{v} \quad (3.50)$$

donde  $t_c$  representa el tiempo de coherencia de la señal;  $\rho_0$  es la longitud de coherencia lateral; y  $v$  es la velocidad el viento.

En caso de que el viento tenga componente longitudinal, ésta podría despreciarse en una primera aproximación suponiendo que los cambios en el índice de refracción a lo largo

de esta dirección se compensan en promedio y son los cambios en la dirección transversal los que más afectan a la coherencia de la onda. Esta aproximación será tanto más válida cuanto mayor sea la longitud de propagación en relación a la anchura del haz de la onda transmitida. Para longitudes de propagación entre un  $1\text{ m}$  y  $100\text{ m}$  se obtiene el tiempo de coherencia combinando (3.47) y (3.50) y considerando sólo la componente transversal del viento  $v_n$ :

$$t_c = \frac{1}{v_n \cdot (0.545k^2C_n^2r)^{3/5}} \quad (3.51)$$

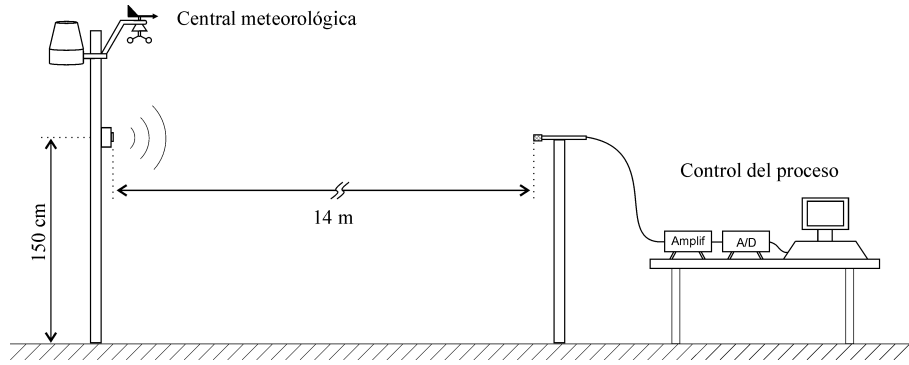
Para una onda ultrasónica de  $50\text{ kHz}$  que se propaga una distancia de  $14\text{ m}$  en una atmósfera muy turbulenta ( $C_n^2 = 10^{-5}\text{ m}^{-2/3}$ ) con un viento lateral de  $10\text{ m/s}$ , la expresión (3.51) predice un valor en torno a  $8\text{ ms}$  para el tiempo de coherencia de la señal. Con un viento mayor las turbulencias no podrían considerarse débiles y la expresión (3.45) dejaría de ser válida.

Es importante notar por último que la expresión (3.45) para la FCM, de la que se deduce finalmente el tiempo de coherencia (3.51), se obtiene partiendo de la hipótesis de que la dispersión de la energía provocada por los remolinos se produce sólo para ángulos pequeños. Una condición suficiente para que esto sea cierto es que las longitudes de onda consideradas sean mucho menores que la escala interna de las turbulencias ( $\lambda \ll l_0$ ). Teniendo en cuenta que  $l_0$  es del orden de  $1\text{ mm}$ , esto supondría frecuencias ultrasónicas por encima de los  $340\text{ kHz}$ . No obstante, Clifford y Brown [CB70] han demostrado que incluso hasta para longitudes de onda de varios metros se obtiene la misma forma para la FCM y que, por tanto, los resultados anteriores pueden aplicarse hasta frecuencias tan bajas como  $100\text{ Hz}$ .

### 3.5. Análisis experimental

Teniendo en cuenta la gran cantidad de esfuerzo que se ha realizado en el desarrollo de teorías que expliquen de manera adecuada la propagación de las ondas acústicas en la atmósfera, sorprende la escasez de datos experimentales que pueden encontrarse en la literatura para frecuencias dentro del rango de los ultrasonidos. Además, las pocas referencias disponibles suelen ser relativamente antiguas [SNT47, BBE72]. Este hecho es el que ha impulsado un estudio experimental propio con objeto de comprobar la validez de los resultados teóricos obtenidos a lo largo de este capítulo.

El sistema utilizado para realizar este análisis es el que aparece representado de forma esquemática en la figura 3.16. El emisor empleado, que se ha situado a  $150\text{ cm}$  de altura sobre el suelo, es un transductor electrostático Polaroid de la serie 600 [Pol99] que puede emitir un tono de  $50\text{ kHz}$  con un nivel de fuente de  $107\text{ dB}$  (re  $20\text{ }\mu\text{Pa}$ ). Como receptor se ha utilizado un micrófono de alta frecuencia con un ancho de banda comprendido entre  $20\text{ Hz}$  y  $100\text{ kHz}$ , que se ha situado a la misma altura que el emisor y a una distancia de  $14\text{ m}$ . La señal recibida es digitalizada con una frecuencia de muestreo de  $800\text{ kHz}$  y analizada posteriormente en un PC. La digitalización y posterior proceso de la señal adquirida permiten



**Figura 3.16:** Configuración del sistema empleado en el análisis experimental.

un análisis mucho más preciso de la atenuación, y son imprescindibles si se desea determinar experimentalmente el tiempo de coherencia a partir de las características espectrales de la señal recibida. Además, el software desarrollado dispara simultáneamente los procesos de emisión y de adquisición de la señal, lo que permite igualmente una medida muy precisa de la velocidad de propagación del sonido. El estudio de estas magnitudes se presenta en las siguientes secciones.

### 3.5.1. Medida de la atenuación

En el estudio experimental de la atenuación las condiciones de la atmósfera han sido caracterizadas a través de la temperatura  $T$  y la humedad  $H$ . La tabla 3.3 muestra la atenuación medida para distintos valores de estos dos parámetros. En esta tabla se ha incluido también el valor teórico de la atenuación  $\mathcal{A}_{teor}$  asociada a la divergencia geométrica  $\mathcal{A}_{div}$  y a la absorción atmosférica  $\mathcal{A}_{abs}$ , fenómenos que fueron descritos en las secciones 3.1.1 y 3.1.2 respectivamente:

$$\mathcal{A}_{teor} = \mathcal{A}_{div} + \mathcal{A}_{abs} = 20 \log r + 8.67 \alpha_a r \quad (dB) \quad (3.52)$$

donde se ha tenido en cuenta la forma de pistón circular del transductor Polaroid. La atenuación adicional asociada a otros fenómenos tales como la presencia de niebla o lluvia, la refracción o las turbulencias, debe ser despreciable frente a la mostrada en (3.52), tal y como se ha puesto de manifiesto a lo largo de este capítulo.

### 3.5.2. Medida de la velocidad de propagación

A lo largo de la sección 3.2 se ha visto que la velocidad de propagación del sonido en el exterior viene determinada fundamentalmente por dos parámetros: la temperatura y la velocidad del viento en la dirección de propagación. La tabla 3.4 muestra los valores experimentales obtenidos para esta velocidad de propagación junto con los valores teóricos predichos por (3.22).

$T$ ( $^{\circ}C$ )	$H$ (%)	$\mathcal{A}_{teor}$ (dB)	$\mathcal{A}_{exp}$ (dB)
12	53	39.6	39.2
14	47	40.1	39.4
11	85	43.1	43.9
12	86	43.9	44.2
8	83	40.4	40.9
1	94	35.7	35.6
7	70	37.9	37.0
3	85	36.4	35.5
7	95	40.8	40.8
2	84	35.5	35.3
6	56	35.1	35.6
7	76	38.7	38.8
8	78	39.9	38.6
5	96	39.2	39.8
11	62	40.3	40.8

**Tabla 3.3:** Medida experimental de la atenuación.

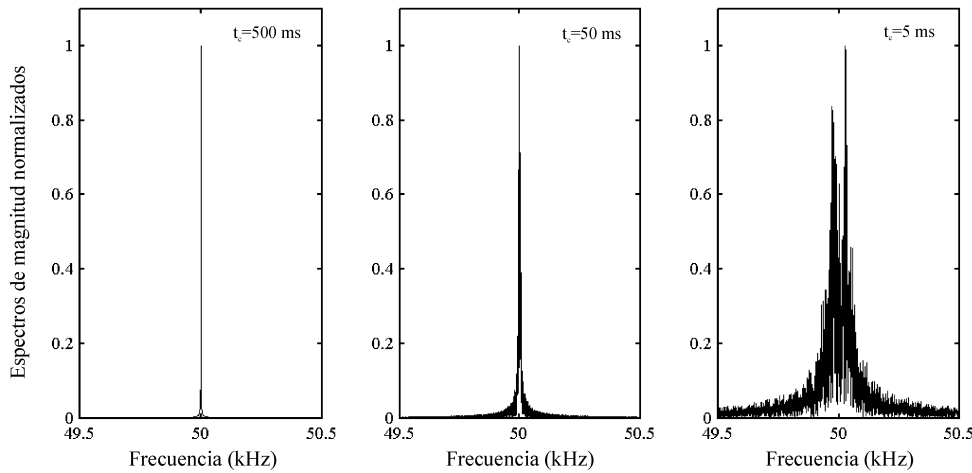
$T$ ( $^{\circ}C$ )	$v_l$ (m/s)	$v_{s,teor}$ (m/s)	$v_{s,exp}$ (m/s)
12	0.0	338.8	338.2
14	0.0	340.0	339.0
11	0.0	338.2	338.8
12	1.0	339.8	339.6
8	0.0	336.4	336.8
1	0.2	332.4	332.7
7	-0.7	335.2	334.2
3	0.0	333.4	333.7
7	-0.2	335.6	335.9
2	1.6	334.4	333.8
6	-1.3	334.0	333.7
7	-0.7	335.2	334.7
8	0.0	336.4	336.1
5	0.0	334.6	334.0
11	0.0	338.2	337.1

**Tabla 3.4:** Medida experimental de la velocidad de propagación.

### 3.5.3. Medida del tiempo de coherencia

La estimación del tiempo de coherencia definido en (3.51) no es fácil en la práctica, ya que no es posible medir de forma precisa el parámetro de estructura  $C_n^2$  y tampoco es posible establecer con claridad los valores que toma esta magnitud para unas condiciones determinadas.

El tiempo de coherencia, tal y como se ha definido previamente, es una medida del tiempo durante el cual el patrón de remolinos que contribuye a la formación del frente de ondas es esencialmente el mismo. Si una portadora pura es emitida de forma continua durante un tiempo lo suficientemente largo, el desplazamiento de este patrón provoca variaciones en la fase y en la magnitud de la señal recibida que se traducen en un ensanchamiento de su espectro cuando todas las muestras adquiridas son analizadas de forma conjunta. La anchura de esta dispersión espectral es proporcional a la velocidad del patrón de remolinos, y su valor cuadrático medio es conocido en teoría de comunicaciones como *dispersión en frecuencia Doppler*  $B_d$ , ya que este ensanchamiento de su espectro es equivalente al que produciría un emisor moviéndose de forma aleatoria en torno a una posición de equilibrio en un canal estático. La inversa de esta magnitud es el tiempo de coherencia Doppler  $t_{c,d} = B_d^{-1}$ , y es una medida del tiempo durante el cual las características de un canal dinámico multicamino cambiarán muy poco [PS02]. La figura 3.17 muestra el espectro de una portadora de 50 kHz que se propaga a través de un canal dinámico para distintos valores del tiempo de coherencia.



**Figura 3.17:** Ensanchamiento del espectro de una portadora provocado por un canal dinámico.

Aunque no existe ninguna razón para suponer que la expresión (3.51) predecirá con exactitud los valores experimentales del tiempo de coherencia Doppler obtenidos a partir del análisis espectral de la portadora, es evidente que ambos tiempos debe estar íntimamente relacionados. En particular, para una frecuencia y una distancia de propagación fijos, el tiempo de coherencia Doppler debe exhibir una dependencia con la intensidad de las



turbulencias y con la componente normal del viento similar a la mostrada en (3.51).

El análisis espectral de la señal recibida se ha realizado dividiendo esta señal en segmentos independientes de  $1.6 \cdot 10^6$  muestras de longitud (2 segundos), y promediando posteriormente los resultados obtenidos en cada uno de estos segmentos. Con este número de muestras se consigue una resolución espectral de  $0.5 \text{ Hz}$  que permite medir tiempos de coherencia por debajo de un segundo. La tabla 3.6 muestra los valores experimentales obtenidos para este tiempo de coherencia. En este estudio se han considerado cinco niveles de intensidad turbulenta que están basados en los valores experimentales obtenidos por Johnson *et al.* [JRB87] para las fluctuaciones del índice de refracción. Las condiciones atmosféricas características de cada nivel se muestran en la tabla 3.5.

Actividad Turbulenta	Condiciones meteorológicas
Muy Baja	Días nublados con vientos por debajo de $2 \text{ m/s}$
Baja	Días despejados con vientos por debajo de $2 \text{ m/s}$
Media	Días nublados con vientos entre $2$ y $4 \text{ m/s}$
Alta	Días despejados con vientos entre $2$ y $4 \text{ m/s}$
Muy Alta	Vientos por encima de $4 \text{ m/s}$

**Tabla 3.5:** Condiciones meteorológicas asociadas a los distintos niveles de intensidad turbulenta.

Como puede verse en esta tabla, los tiempos de coherencia obtenidos a partir del análisis del espectro de la portadora son del mismo orden de magnitud que los que proporciona la expresión (3.51) derivada en la sección 3.4.2. Además, tal y como predice esta expresión, se observa una clara dependencia del tiempo de coherencia tanto con la intensidad de la actividad turbulenta como con la componente del viento en la dirección normal a la de propagación.

#### 3.5.4. Medida de las fluctuaciones de amplitud y fase: modelo experimental para una atmósfera turbulenta

Finalmente, con objeto de obtener una visión más precisa del efecto que las turbulencias tienen en la propagación de la portadora ultrasónica y poder así desarrollar un modelo experimental para este fenómeno, se ha llevado a cabo un análisis exhaustivo de las fluctuaciones de amplitud y de fase experimentadas por esta señal en distintas condiciones de actividad turbulenta.

Actividad Turbulenta	$v_n$ (m/s)	$t_c$ (ms)
Muy Baja	0.0	$> 10^3$
Muy Baja	0.2	$> 10^3$
Baja	0.0	$> 10^3$
Baja	0.2	$> 10^3$
Baja	0.3	400
Baja	0.6	111
Baja	0.7	286
Baja	1.0	105
Media	3.9	21
Media	3.9	37
Alta	1.1	69
Muy Alta	3.2	28
Muy Alta	4.4	23
Muy Alta	4.6	21
Muy Alta	5.4	12
Muy Alta	5.9	6

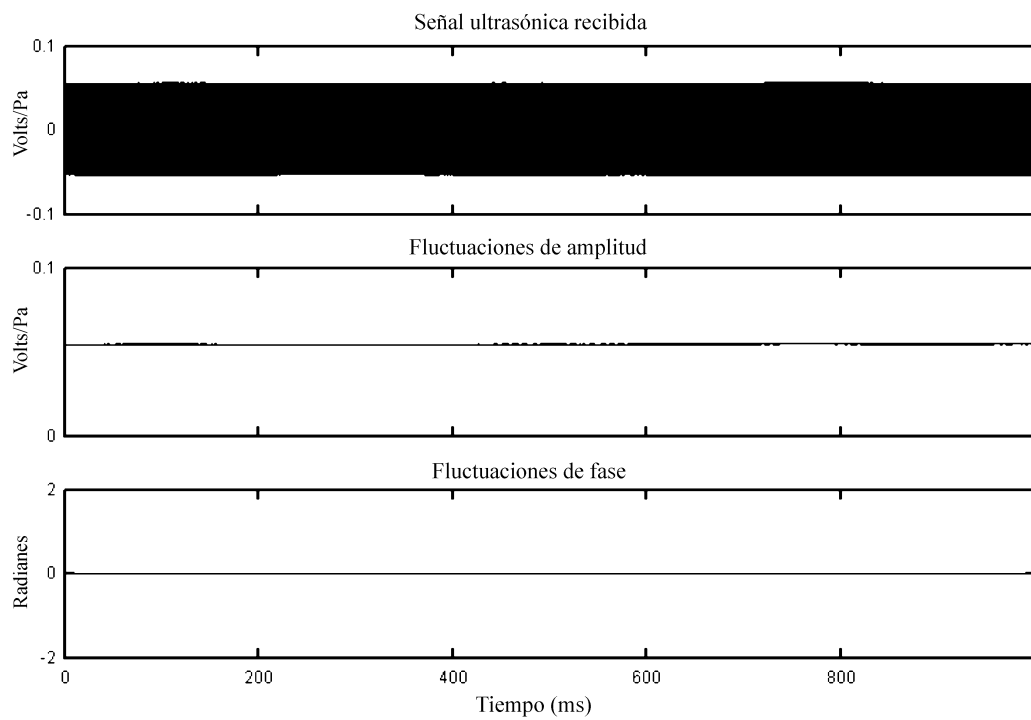
**Tabla 3.6:** Medida experimental del tiempo de coherencia Doppler de la señal.

Este análisis se ha realizado dividiendo la señal recibida en segmentos de 16 muestras, que se corresponden con un ciclo de la portadora de  $50\text{ kHz}$  muestreada a  $800\text{ kHz}$ . Para estudiar las fluctuaciones de amplitud se ha calculado la energía de las muestras contenidas en cada segmento, y se ha tenido en cuenta que esta energía es ocho veces el cuadrado de la amplitud buscada.

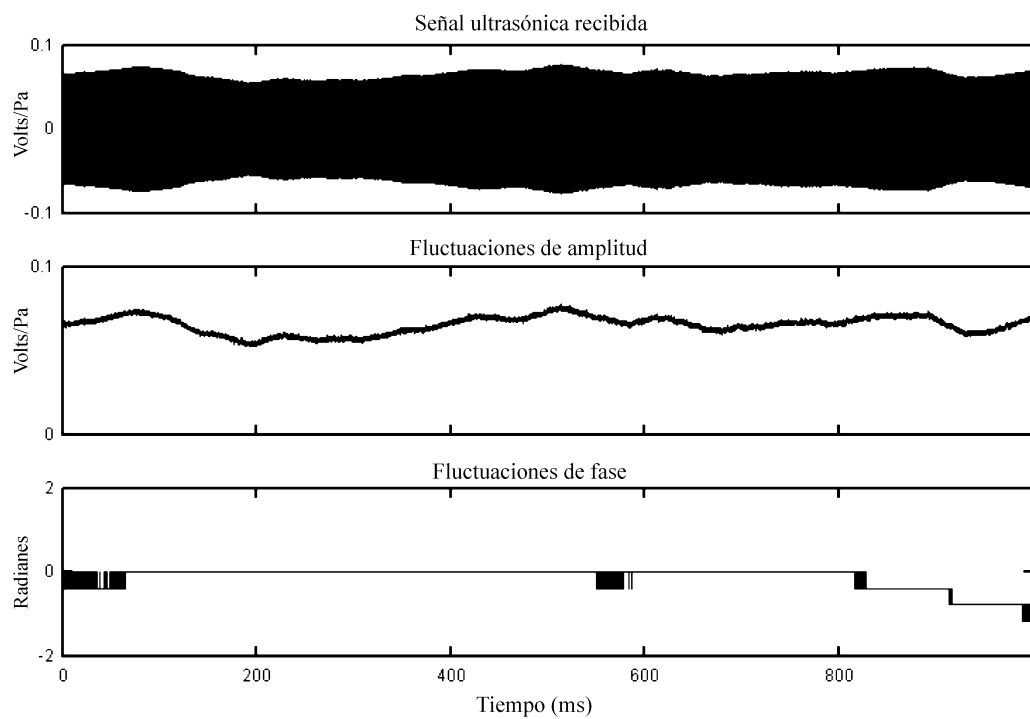
El estudio de las fluctuaciones de fase es algo más complicado. En primer lugar es necesario tener en cuenta que con una frecuencia de muestreo 16 veces superior a la frecuencia de portadora, la máxima precisión que puede obtenerse en la determinación de la fase es de  $\frac{\pi}{8}$  rad. Por este motivo se ha generado un conjunto de 16 vectores-patrón que representan las 16 fases identificables ( $-\pi + k \cdot \frac{\pi}{8}$  con  $k = 0, \dots, 15$ ) cuando se muestrea un ciclo de una portadora de  $50\text{ kHz}$  a  $800\text{ kHz}$ . La fase del segmento bajo análisis se ha escogido como la fase del vector-patrón cuya distancia euclídea a este segmento es mínima.

A modo de referencia, y para descartar los posibles efectos derivados de la etapa de excitación del transductor así como del propio transductor, la figura 3.18 muestra las fluctuaciones de amplitud y de fase observadas en el laboratorio durante un segundo para una emisión realizada desde una distancia de  $14\text{ m}$ . Las figuras 3.19 y 3.20 muestran las mismas fluctuaciones de amplitud y fase observadas en el exterior bajo condiciones de muy baja y muy alta actividad turbulenta respectivamente.

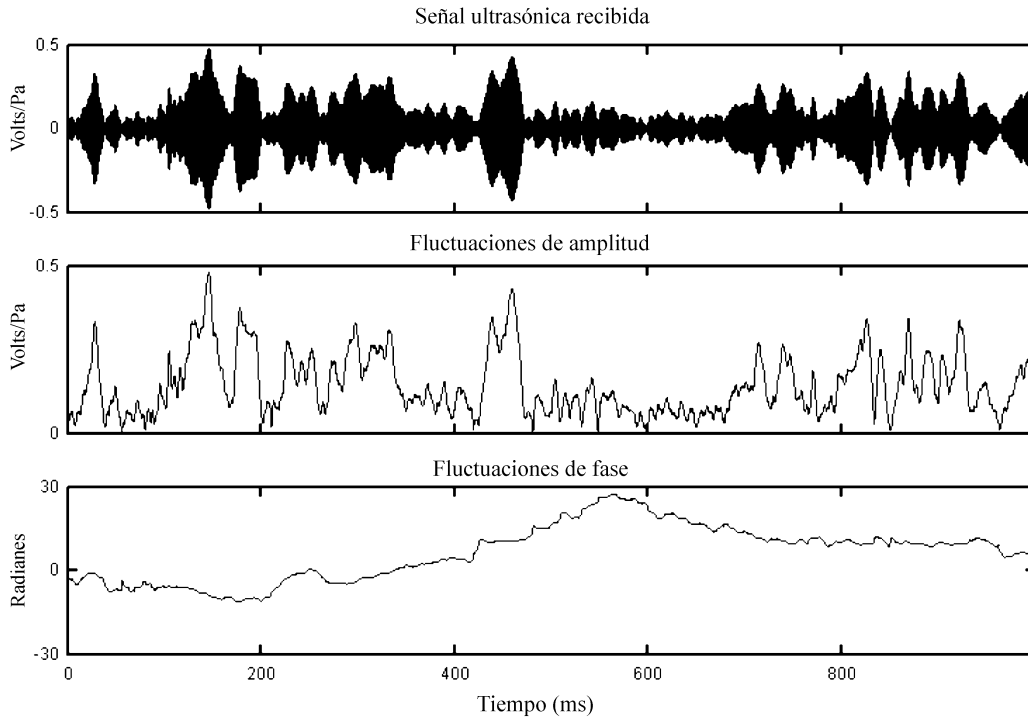
Después de analizar un total de 200 emisiones de 2 segundos de duración cada una, se ha observado que, en condiciones de alta y muy alta actividad turbulenta, las fluctuaciones de fase se adaptan bien a una distribución uniforme entre  $-\pi$  y  $\pi$ , mientras que las de



**Figura 3.18:** Fluctuaciones de amplitud y fase observadas en el laboratorio.



**Figura 3.19:** Fluctuaciones de amplitud y fase observadas en el exterior con muy baja actividad turbulenta.



**Figura 3.20:** Fluctuaciones de amplitud y fase observadas en el exterior con muy alta actividad turbulenta.

amplitud lo hacen a una distribución de Weibull del tipo:

$$p(A) = \left(\frac{\beta}{A}\right) \cdot \left(\frac{A}{\eta}\right)^{\beta} \cdot e^{-\left(\frac{A}{\eta}\right)^{\beta}} \quad (3.53)$$

donde  $\beta$  y  $\eta$  son los parámetros de forma y de escala de la distribución respectivamente<sup>4</sup>. Aunque se han medido valores de  $\beta$  que van desde 1.3 hasta 3.1, generalmente este parámetro está en torno a 1.6.

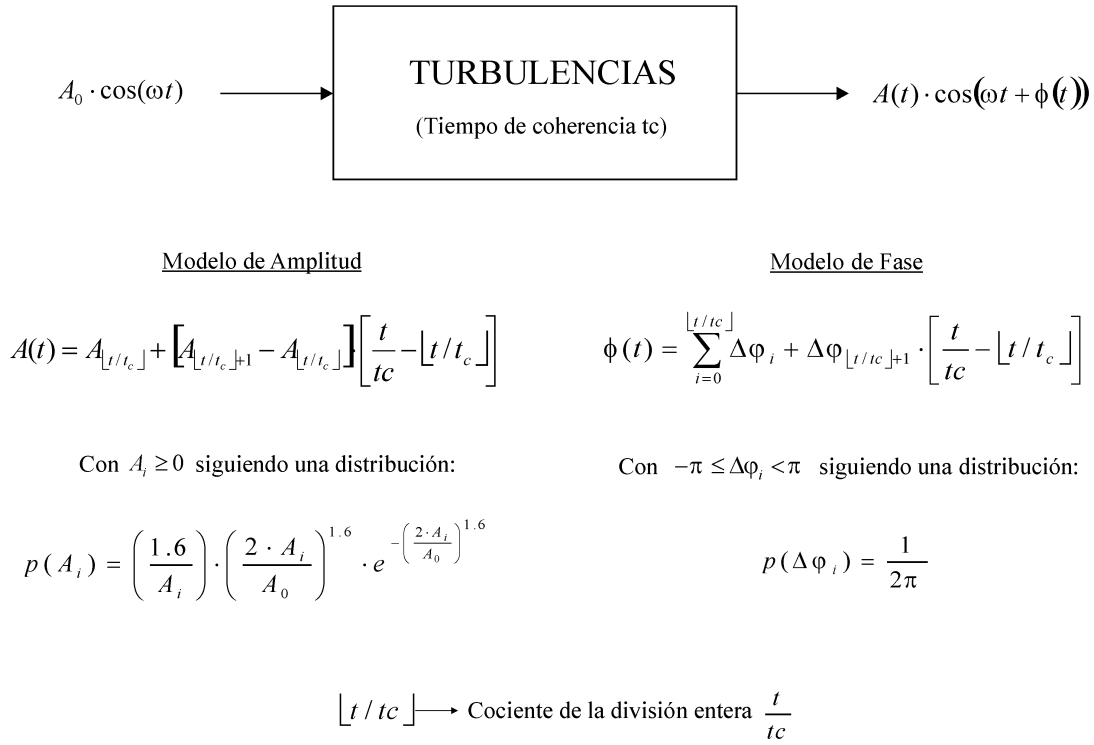
Por otra parte, el parámetro de escala  $\eta$  está directamente relacionado con la amplitud esperada en ausencia de turbulencias  $A_0$  de la forma  $\eta = \left(\frac{A_0}{cte}\right)^{\beta}$  con  $cte \simeq 2$ . En estas condiciones de intensa actividad turbulenta el tiempo de coherencia Doppler tiene además una interpretación muy clara, ya que es una medida del tiempo durante el cual las variaciones de amplitud y de fase observadas (las derivadas temporales de estas funciones) son esencialmente constantes.

Estos resultados han llevado a proponer un modelo experimental simplificado para una atmósfera turbulenta, que consiste en suponer que después de un tiempo igual al tiempo de coherencia Doppler la fase puede experimentar con igual probabilidad cualquier cambio

<sup>4</sup>La distribución de Weibull es una distribución de gran versatilidad que puede tomar el aspecto de otras distribuciones típicas en función de los valores de su parámetro de forma  $\beta$ . En particular cuando  $\beta = 2$  la distribución de Weibull se transforma en una distribución de Rayleigh.

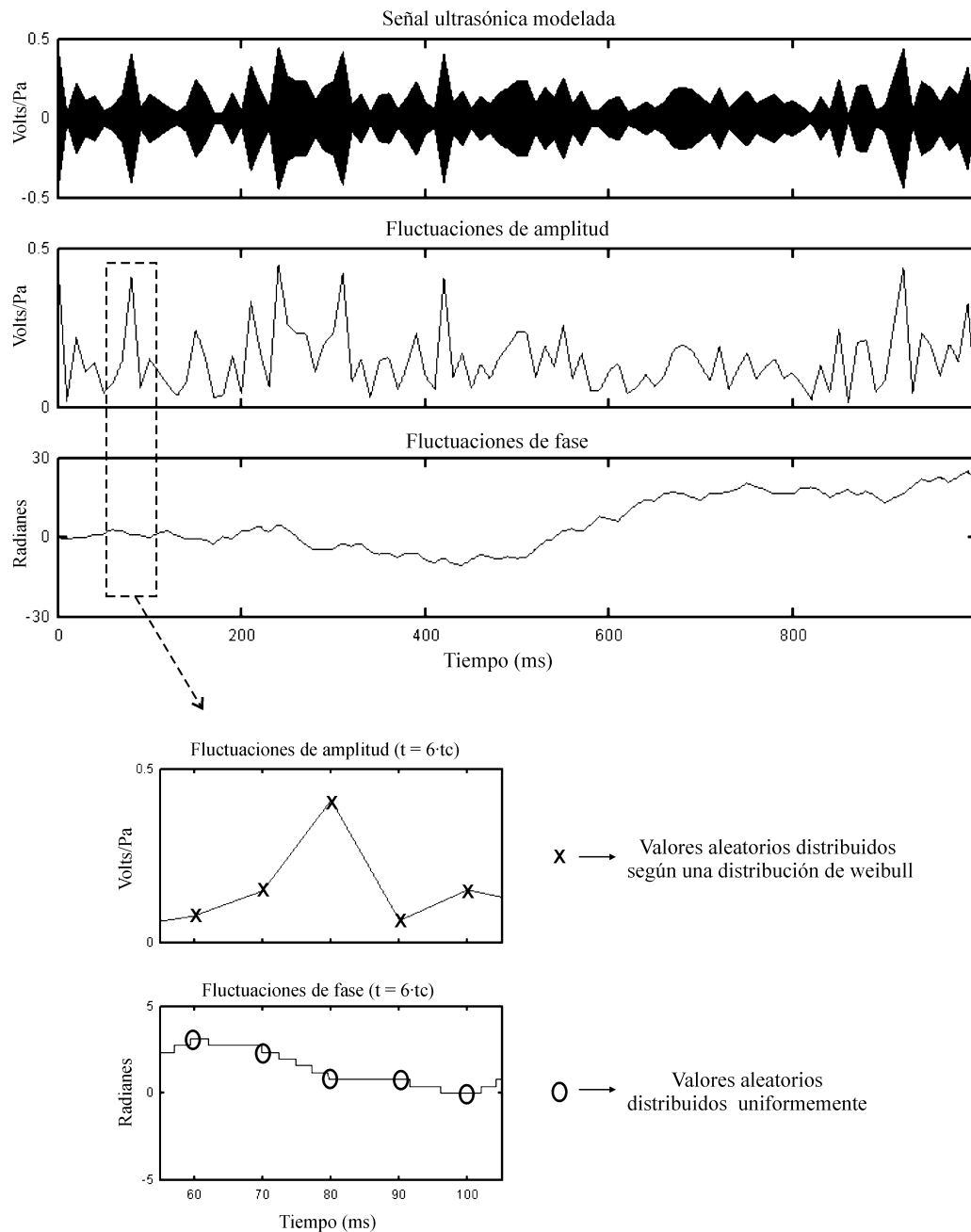
entre  $-\pi$  y  $\pi$ , mientras que la amplitud puede tomar cualquier valor entre 0 e  $\infty$  con una probabilidad que viene determinada por una distribución de Weibull con  $\beta = 1.6$  y  $\eta = (A_0/2)^{1.6}$ .

A lo largo del tiempo de coherencia el modelo supone que tanto la fase como la amplitud varían linealmente entre los dos valores aleatorios. La figura 3.21 muestra las relaciones matemáticas que definen este modelo, que reproduce con bastante fidelidad las fluctuaciones de amplitud y de fase observadas experimentalmente en atmósferas muy turbulentas y, lo que es más importante, predice con gran exactitud la dispersión espectral experimentada por una portadora que se propaga en este tipo de atmósferas.

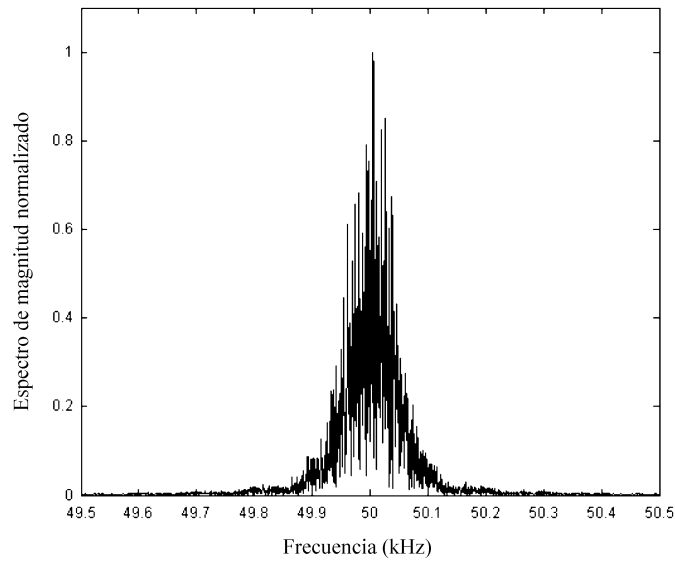


**Figura 3.21:** Modelo para una atmósfera turbulenta.

La figura 3.22 muestra las fluctuaciones de amplitud y de fase predichas por el modelo para un tiempo de coherencia de  $10\text{ ms}$ , y la figura 3.23 muestra la dispersión espectral predicha para el mismo tiempo de coherencia. La dispersión en frecuencia Doppler de este espectro es de  $91.5\text{ Hz}$ , que se corresponde con un tiempo de coherencia Doppler de aproximadamente  $10.9\text{ ms}$ .



**Figura 3.22:** Fluctuaciones de amplitud y fase predichas por el modelo para un tiempo de coherencia de  $10 \text{ ms}$ . Las dos gráficas que aparecen en la parte inferior de la figura muestran la ampliación de una zona de  $60 \text{ ms}$  donde pueden verse con claridad las transiciones lineales entre valores aleatorios tanto de amplitud como de fase.



**Figura 3.23:** Dispersión espectral predicha por el modelo para un tiempo de coherencia de 10 *ms*.

### 3.6. Conclusiones

En este capítulo se ha realizado un estudio teórico de los distintos fenómenos que pueden tener un efecto determinante sobre la propagación de una onda ultrasónica en el exterior, con objeto de caracterizar a la atmósfera como un canal dinámico de transmisión de este tipo de señales. Los resultados más relevantes de este estudio han sido comprobados experimentalmente, obteniéndose un alto grado de concordancia entre teoría y experimentación. Las conclusiones más importantes que pueden derivarse de ambos análisis son las siguientes:

- Cuando una onda ultrasónica se propaga por el exterior varios son los mecanismos de distinta naturaleza que pueden provocar su atenuación: la divergencia geométrica, la absorción atmosférica, la presencia de niebla o lluvia, la refracción asociada a los gradientes de temperatura y viento, y el fenómeno de las turbulencias. Se ha visto que, para velocidades del viento no excesivamente elevadas ( $< 10 \text{ m/s}$ ), la atenuación asociada a los dos primeros mecanismos es mucho más importante que la asociada al resto, que puede ser despreciada a efectos prácticos. Para velocidades del viento superiores, la atenuación asociada a la refracción, que depende del patrón de emisión del transductor utilizado, puede llegar a ser considerable.

La fuerte dependencia del mecanismo de absorción con la temperatura y con la humedad relativa, parámetros que pueden tomar valores dentro de un amplio rango en el exterior, refuerza la idea de que un sistema sensorial clásico basado en la detección umbral de la envolvente de la señal ultrasónica no puede ser utilizado en el exterior para obtener TDVs de precisión. Este sistema proporcionará unos resultados que dependerán sensiblemente del valor de estos dos parámetros. Las técnicas de compresión

de pulsos descritas en la sección 2.2 se manifiestan como una clara solución a este problema.

- La velocidad del sonido en el exterior depende notablemente de la temperatura y de la velocidad del viento. Se ha visto que para velocidades del viento no excesivamente elevadas, la velocidad aparente del sonido puede aproximarse simplemente sumando a la velocidad de propagación la componente del viento en la dirección de propagación. Para velocidades del viento muy elevadas es necesario tener en cuenta además la componente normal del viento.

La dependencia de la velocidad de propagación del sonido con el viento supone un problema para aquellos sistemas que requieren de varias medidas realizadas en idénticas condiciones, tales como los sistemas sónar de varios transductores o los sistemas LPS descritos en el capítulo anterior. Dependiendo de la duración de estas medidas el viento podría haber cambiado afectando de forma diferente a medidas realizadas en instantes diferentes. La codificación de la señal con códigos ortogonales o pseudo-ortogonales soluciona este problema al permitir la emisión simultánea de todas las señales.

- El fenómeno de las turbulencias es uno de los que más en profundidad ha sido estudiado, ya que las fluctuaciones de carácter aleatorio que provoca tanto en la amplitud como en la fase de las ondas acústicas pueden tener un efecto muy negativo en la transmisión de señales codificadas. Se ha caracterizado el comportamiento dinámico de una atmósfera turbulenta a través del *tiempo de coherencia*, que da cuenta del tiempo durante el cual las características de la señal recibida permanecen esencialmente invariables.

Este tiempo se ha deducido desde un punto de vista teórico a partir de la *función de coherencia mutua*, que describe el comportamiento de un fenómeno acústico en un medio turbulento, y del modelo de Kolmogorov para una atmósfera turbulenta. La expresión obtenida a partir de este estudio predice la dependencia del tiempo de coherencia con la intensidad de las turbulencias y con la componente normal de la velocidad del viento, comportamiento que ha sido corroborado experimentalmente mediante el análisis de la dispersión Doppler sufrida por un tono de  $50\text{ kHz}$  en distintas condiciones meteorológicas.

Los valores experimentales obtenidos en este análisis permiten establecer un límite inferior aproximado en torno a los  $10\text{ ms}$  para el tiempo de coherencia de una atmósfera turbulenta cuando la distancia de propagación es de  $14\text{ m}$ . La caracterización de la atmósfera a través del tiempo de coherencia de la señal recibida es el punto de partida para la búsqueda de esquemas de codificación y modulación adecuados que permitan el uso de señales ultrasónicas en el desarrollo de sistemas sensoriales precisos para el exterior.

- Finalmente, a partir del análisis de las fluctuaciones de fase y amplitud experimentadas



por la portadora ultrasónica, se ha propuesto un modelo empírico para una atmósfera turbulenta que reproduce con bastante fidelidad estas fluctuaciones para tiempos de coherencia por debajo de  $20\text{ ms}$ . Este modelo predice además con exactitud la dispersión espectral experimentada por una portadora que se propaga en atmósferas muy turbulentas.



## Capítulo 4

# Nueva técnica de codificación con conjuntos de secuencias complementarias

La incorporación a los sistemas s3nar de las t3cnicas de codificaci3n y proceso de la se3al empleadas en el radar supone un avance muy importante en la evoluci3n de este tipo de sistemas que se traduce, como ya se ha comentado en la secci3n 2.2, en una notable mejora de aspectos tales como la precisi3n temporal, la resoluci3n espacial y la relaci3n se3al-ruido. Esta 3ltima caracter3stica tiene especial importancia en el desarrollo de un sistema sensorial para ambientes externos, ya que en este tipo de ambientes las fuentes de ruido ac3stico son m3s probables que en un entorno cerrado y adem3s, tal y como se ha puesto de manifiesto a lo largo del cap3tulo anterior, los niveles de intensidad de las se3ales recibidas pueden variar, dentro de un amplio rango, dependiendo de las condiciones meteorol3gicas actuales.

Otra ventaja asociada a la codificaci3n de la se3al es la posibilidad de realizar varias emisiones simult3neas sin que se produzcan interferencias entre ellas. Esta propiedad, adem3s de permitir un aumento en la frecuencia de operaci3n, es trascendental en aquellos sistemas donde las condiciones cambian r3pidamente, como es el caso de un robot m3vil o de un sistema que opera en el exterior en un d3a con viento.

Dentro de la propuesta de un sistema sensorial ultras3nico para exteriores que se realiza en esta tesis, uno de los objetivos planteados ha sido el desarrollo de un nuevo esquema de codificaci3n que suponga una mejora de las caracter3sticas mencionadas en los p3rrafos anteriores. Este nuevo esquema de codificaci3n, que ser3 igualmente v3lido en otras tecnolog3as tales como la infrarroja o la de radiofrecuencia, es presentado en detalle en este cap3tulo. Su aplicaci3n al caso concreto de las se3ales ultras3nicas ser3 tratado en el cap3tulo 5.

La estructura de este cap3tulo es la siguiente: en la primera secci3n se describe el bloque

central de un sistema de detección basado en la compresión de pulsos: el *filtro acoplado*. A continuación, en la segunda sección, se realiza una revisión de los códigos más comúnmente empleados en esta técnica, para dar paso al nuevo esquema de codificación propuesto en esta tesis en la tercera sección. Por último se incluye un apartado donde se han realizado una serie de simulaciones para comprobar la validez y prestaciones del nuevo esquema.

## 4.1. El filtro acoplado

El filtro acoplado es el sistema lineal óptimo para detectar la presencia de una forma de onda conocida en un ambiente ruidoso, ya que se diseña de modo que maximiza la relación señal-ruido a la salida en el instante en que esta forma de onda es recibida. Si el ruido que corrompe la señal es ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN), la función de transferencia del filtro acoplado a una señal  $s(t)$  de duración  $T$  viene dada por [PS02]:

$$\mathcal{H}(\omega) = \mathcal{S}^*(\omega) e^{-j2\pi fT} \quad (4.1)$$

donde  $\mathcal{S}(\omega)$  es la transformada de Fourier de  $s(t)$  y el operador  $*$  representa conjugación compleja.

En este caso la relación señal-ruido óptima que se obtiene a la salida del filtro sólo depende de la densidad espectral de potencia del ruido de entrada  $N_0/2$  y de la energía de la señal transmitida  $E$ , pero no de las características detalladas de esta señal [PS02]:

$$SNR_0 = \frac{2E}{N_0} \quad (4.2)$$

Para el caso de señales discretas en el tiempo (4.1) queda:

$$\mathcal{H}(e^{j\omega}) = \mathcal{S}^*(e^{j\omega}) e^{-j\omega(N-1)} \quad (4.3)$$

donde ahora  $\mathcal{S}(e^{j\omega})$  representa la transformada de Fourier en tiempo discreto (DTFT) de la secuencia patrón  $s[n]$ ;  $N$  es el número de muestras de esta secuencia; y  $\mathcal{H}(e^{j\omega})$  es la función de transferencia del correspondiente filtro acoplado digital.

Aplicando la transformada inversa de Fourier sobre la expresión anterior se obtiene la respuesta impulsiva del filtro como:

$$h[n] = s[(N-1) - n] \quad (4.4)$$

que no es más que una versión retardada  $(N-1)$  muestras de la imagen especular de la secuencia  $s[n]$  a la que el filtro está acoplado. La respuesta del filtro a una secuencia de entrada  $r[n]$  puede obtenerse a partir de la conocida expresión:

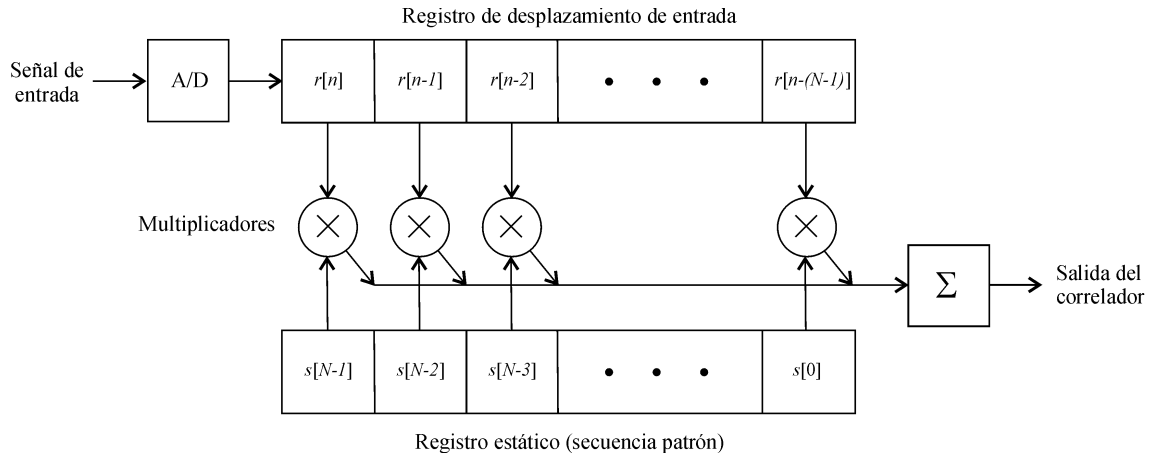
$$y[n] = h[n] * r[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r[k] \cdot h[n-k] \quad (4.5)$$

que da la respuesta de un sistema lineal cualquiera a esa secuencia de entrada a partir de su respuesta impulsiva  $h[n]$ , siendo  $*$  el operador de convolución discreta [OS00]. Llevando (4.4) a (4.5) se tiene :

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r[k] \cdot s[(N-1) - (n-k)] = \sum_{k=0}^{N-1} r[n - (N-1) + k] \cdot s[k] \quad (4.6)$$

donde se ha supuesto que la secuencia patrón está definida de modo que  $s[k] \neq 0$  para  $0 \leq k \leq N-1$ .

Esta última expresión indica que, en la práctica, un filtro acoplado para señales discretas en el tiempo puede ser implementado como un correlador digital que de manera continua correla las  $N$  últimas muestras adquiridas con las  $N$  muestras de la secuencia patrón, tal y como muestra la figura 4.1



**Figura 4.1:** Implementación práctica de un filtro acoplado como un correlador digital.

## 4.2. Códigos empleados en la compresión de pulsos

En un sistema sónar o radar clásico basado en la detección de envolvente de la señal reflejada, la resolución espacial viene determinada por la duración de los pulsos emitidos. Dos objetos son resolubles por el sistema siempre que estén lo suficientemente alejados como para que no se solapen las señales reflejadas por cada uno de ellos. Para mejorar la resolución es necesario por tanto transmitir señales de menor duración, lo que supone también una disminución de la potencia media transmitida y por tanto de la relación señal-ruido que se obtiene a la salida del receptor.

Si la detección se realiza por filtro acoplado lo que se obtiene a la salida del receptor cuando la señal patrón es recibida es, tal y como se ha visto en la sección anterior, la función de autocorrelación de esta señal (4.6). Es por tanto la forma de esta función, y no la duración de los pulsos emitidos, lo que determina la resolución espacial en este tipo de

sistemas. Escogiendo de forma adecuada la señal patrón es posible obtener la resolución espacial asociada a un pulso de corta duración, manteniendo no obstante la relación señal-ruido que proporciona la emisión de un pulso de larga duración (compresión de pulsos).

Son dos las características que debe tener la función de autocorrelación para proporcionar una buena resolución espacial: su lóbulo principal debe ser lo más estrecho posible y el nivel de los lóbulos laterales debe permanecer lo más bajo posible. Así, en el proceso de detección de un obstáculo determinado, será mínima la influencia que tienen las señales reflejadas por los obstáculos cercanos.<sup>1</sup>

Aunque existen diversas alternativas a la hora de definir una señal patrón con las propiedades de autocorrelación señaladas anteriormente [Mah00], el método comúnmente empleado consiste en modular en fase un código binario cuya secuencia de autocorrelación posee estas propiedades. Si existe además una familia de códigos tales que la correlación cruzada entre dos de ellos cualesquiera se mantiene en un valor muy por debajo del pico principal de su secuencia de autocorrelación, se introduce la posibilidad de realizar emisiones simultáneas con baja interferencia entre ellas (emisión multi-modo).

Existe una gran variedad de códigos empleados en la codificación de las señales sónar y radar. En esta sección se realiza una breve descripción de aquéllos que gozan de mayor aceptación, haciendo especial hincapié en los códigos Golay, que están íntimamente relacionados con el nuevo esquema de codificación propuesto en esta tesis.

#### 4.2.1. Códigos Barker

Ampliamente utilizados en los sistemas radar, los códigos Barker [Bar53] se definen como una secuencia de dígitos binarios  $a_i = \pm 1$  de longitud  $L \geq 2$  ( $0 \leq i \leq L - 1$ ) que poseen la siguiente propiedad:

$$\left| \sum_{i=0}^{L-k-1} a_i \cdot a_{i+k} \right| \leq 1 \quad 1 \leq k \leq L - 1 \quad (4.7)$$

Es posible generar códigos Barker de longitudes  $L = 2, 3, 4, 5, 7, 11$  y  $13$ . Para cada longitud existe un único código excepto para las longitudes 2 y 4 donde es posible encontrar dos (véase la tabla 4.1). La secuencia de autocorrelación de un código Barker de longitud  $L$  posee un pico principal de valor  $L$  y un conjunto de picos laterales que se mantienen a un nivel de valor constante 1. El principal problema asociado a este tipo de códigos es que su longitud máxima está limitada a 13, y además no existe la posibilidad de emisión multi-modo, ya que no es posible encontrar varios códigos con baja correlación cruzada entre ellos.

---

<sup>1</sup>Esta influencia se mide en la teoría del radar a través de la *función de ambigüedad*, que da cuenta también del efecto que pueden tener dichas señales en la medida de la velocidad radial del obstáculo [Bar88].

Longitud	Códigos Barker
2	[ 1 -1] , [ 1 1]
3	[ 1 1 -1]
4	[ 1 -1 1 1] , [ 1 -1 -1 -1]
5	[ 1 1 1 -1 1]
7	[ 1 1 1 -1 -1 1 -1]
11	[ 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1]
13	[ 1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1]

Tabla 4.1: Conjunto de códigos Barker.

#### 4.2.2. Secuencias Pseudoaleatorias

Bajo este nombre genérico se engloban todas aquellas secuencias binarias que presentan un comportamiento estadístico similar al que tendría una secuencia totalmente aleatoria, aunque son generadas de forma determinista.

La gran mayoría de los generadores de este tipo de secuencias están basados en una estructura denominada *Registro de Desplazamiento Realimentado* (F.S.R), que deben su popularidad a la facilidad con que pueden ser implementados en hardware digital. En general un F.S.R. está constituido por dos bloques: un registro de desplazamiento (memoria) y una función de realimentación que genera el bit de mayor peso. A cada impulso de una señal de reloj todos los bits del registro se desplazan hacia la derecha una posición y el nuevo bit de mayor peso se genera a partir del valor de los bits del registro mediante la función de realimentación. En el caso más sencillo esta función de realimentación es simplemente la operación XOR de algunos bits, y en este caso se dice que el F.S.R. es lineal (L.F.S.R). Un sistema de este tipo con  $N$  celdas aparece representado en la figura 4.2, donde  $S_k$  representa el estado inicial de la celda  $k$ -ésima y  $c_k$  es el  $k$ -ésimo coeficiente de realimentación, que puede tomar los valores 1 si existe conexión ó 0 en caso contrario.

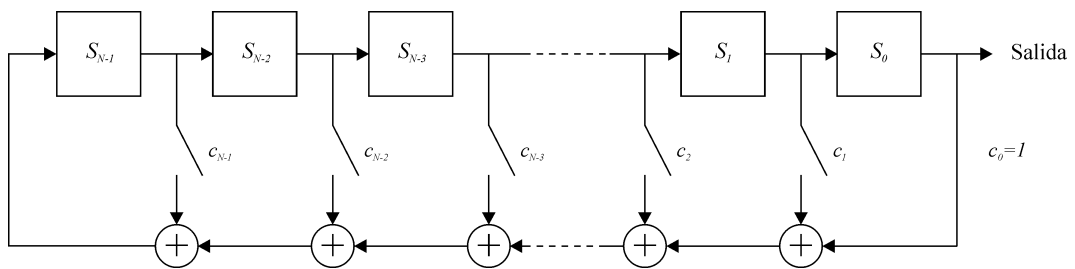


Figura 4.2: Registro de desplazamiento realimentado lineal (L.F.S.R.).

La secuencia generada por este sistema puede expresarse de forma recursiva como:

$$r[n] = \begin{cases} S_n & 0 \leq n < N \\ \sum_{i=1}^N c_{n-1} \cdot r[n-i] & k \geq N \end{cases} \quad (4.8)$$

Existe múltiples posibilidades a la hora de generar una secuencia pseudoaleatoria, sin embargo, pocas son la que han encontrado una aplicación práctica, destacando fundamentalmente las tres que se describen a continuación.

### Secuencias m

Un registro de desplazamiento de  $N$  bits puede pasar por  $2^N$  estados distintos, de modo que en teoría, las secuencias generadas por un L.F.S.R pueden alcanzar un periodo máximo de  $2^N - 1$  bits sin que se repita el patrón (el estado todo-ceros debe evitarse ya que es absorbente). Estas secuencias de longitud máxima se denominan secuencias m, y sólo se generan para determinadas combinaciones de los coeficientes de realimentación [Gol67b].

Las secuencias m, al igual que las secuencias Barker, poseen muy buenas propiedades de autocorrelación aunque, a diferencia de lo que ocurre con las primeras, los picos laterales de la autocorrelación no presentan un comportamiento uniforme y su tamaño va aumentando con la longitud de la secuencia. La principal ventaja de estas secuencias es que no existe límite para su longitud, que puede tomar cualquier valor  $L = 2^N - 1$ .

En general la correlación cruzada entre dos secuencias m generadas a partir de distintos L.F.S.R. proporciona resultados muy pobres, aunque para algunas longitudes es posible encontrar parejas de secuencias con muy buenas propiedades de correlación cruzada que reciben el nombre de *parejas preferidas*. Dos secuencias  $m_1$ ,  $m_2$  de longitud  $L = 2^N - 1$  constituyen una pareja preferida si:

1.  $N$  no es divisible por 4
2. La secuencia  $m_2$  puede obtenerse diezmando  $m_1$  por un factor  $q$  ( $m_2[n] = m_1[qn]$ ) cuyo valor es  $q = 2^k + 1$  ó  $q = 2^{2k} - 2^k + 1$
3. El máximo común divisor de  $n$  y  $k$  es  $MCM(n, k) = \begin{cases} 1 & \text{si } n \text{ es impar} \\ 2 & \text{si } n \text{ es par} \end{cases}$

La codificación de la señal con secuencias m en un sistema de compresión de pulsos, permite por tanto la emisión simultánea de dos señales con baja interferencia entre ellas, siempre que estas señales sean escogidas como una pareja preferida.



## Códigos Gold

Combinando una pareja de secuencias- $m$  preferidas es posible obtener un nuevo conjunto de secuencias pseudoaleatorias con similares propiedades de autocorrelación y correlación cruzada que esta pareja y que reciben el nombre de códigos Gold [Gol67a]. El conjunto de códigos Gold asociado a una pareja  $m_1, m_2$  de longitud  $L = 2^N - 1$ , está compuesto por esta pareja de secuencias más la suma módulo-2 de la primera con cualquier versión desfasada de la segunda:

$$G = \{m_1, m_2, m_1 \oplus Dm_2, m_1 \oplus D^1m_2, \dots, m_1 \oplus D^{L-1}m_2\} \quad (4.9)$$

donde  $\oplus$  representa la operación suma módulo-2 (XOR) y  $D^k m_2$  es la secuencia que resulta de desplazar  $k$  posiciones cíclicamente la secuencia  $m_2$ . Así pues, cada conjunto de secuencias Gold está formado por un total de  $2^N + 1$  secuencias con buenas propiedades de correlación cruzada.

## Secuencias de Kasami

Las secuencias de Kasami [Kas68] mejoran las propiedades de correlación cruzada de los códigos Gold a costa de reducir el número de secuencias disponibles en un conjunto.

El procedimiento para obtener una secuencia de Kasami es muy sencillo. Partiendo de una secuencia- $m$  de longitud  $2^N - 1$  con  $N$  par ( $m_1$ ), se genera una segunda secuencia de periodo  $2^{N/2} - 1$  diezmando  $m_1$  por un factor  $q = 2^{N/2} + 1$ . Concatenando  $q$  veces la secuencia diezmada se obtiene una nueva secuencia  $m_2$  de longitud  $2^N - 1$ . El conjunto de secuencias de Kasami está formado por  $m_1, m_2$  y la suma módulo-2 de  $m_1$  con cualquier versión desfasada de  $m_2$ :

$$K = \{m_1, m_2, m_1 \oplus Dm_2, m_1 \oplus D^1m_2, \dots, m_1 \oplus D^{L'-1}m_2\} \quad (4.10)$$

donde ahora  $L' = 2^{N/2} - 1$  representa la longitud de la secuencia  $m_1$  diezmada. Un conjunto de Kasami contiene por tanto  $2^{N/2}$  secuencias frente a las  $2^N + 1$  que forman un conjunto Gold.

### 4.2.3. Códigos Golay

Las secuencias complementarias Golay aparecen descritas por primera vez en los trabajos publicados por el suizo Marcel Golay a mediados del siglo XX en relación al problema de la espectrometría infrarroja [Gol49, Gol51]. El mismo autor analiza en profundidad años más tarde las propiedades de estas secuencias y es el primero en sugerir su posible aplicación dentro del campo de los sistemas de comunicación [Gol61].

Dos secuencias binarias  $a[n], b[n]$  de igual longitud  $L$  constituyen una pareja Golay si la suma de sus funciones de autocorrelación aperiódica  $\phi_{xx}$  proporciona una delta de

Kronecker de peso  $2L$ :

$$\phi_{aa}[n] + \phi_{bb}[n] = 2L \cdot \delta[n] \quad (4.11)$$

Existen parejas Golay de cualquier longitud  $L = 2^a \cdot 10^b \cdot 26^c$  con  $a$ ,  $b$  y  $c$  números enteros positivos, que pueden ser obtenidas combinando un conjunto de operaciones de simetría con varios métodos de generación recursivos sobre las cinco parejas *primitivas* que aparecen representadas en la tabla 4.2. Estos métodos de generación recursivos, propuestos inicialmente por Golay [Gol61] y Turyn [Tur74], han sido recientemente expresados de forma compacta por Borwein y Ferguson [BF03], quienes han realizado además una búsqueda exhaustiva de todas las parejas con longitudes por debajo de 100 (véase la tabla 4.3).

Longitud	Parejas Golay
1	$a = [1]$ $b = [1]$
10	$a = [-1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1]$ $a = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1]$ $b = [-1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1]$ $b = [1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$
20	$a = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1]$ $b = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1]$
26	$a = [1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$ $b = [-1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$

**Tabla 4.2:** Parejas Golay primitivas.

Long.	1	2	4	8	10	16	20	26	32	40	52	64	80
Nº par.	4	8	32	192	128	1536	1088	64	15360	9728	512	184320	102912

**Tabla 4.3:** Número de parejas Golay con longitudes  $L < 100$ .

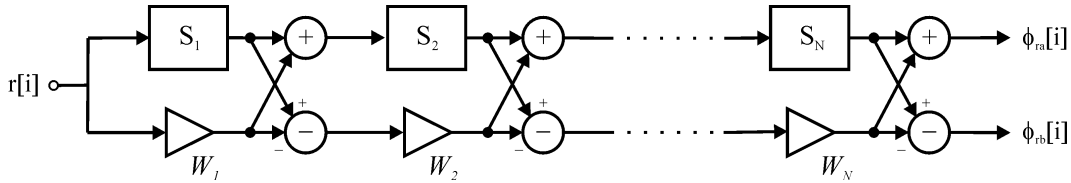
Además de contar con una autocorrelación ideal, es posible encontrar conjuntos de parejas Golay con buenas propiedades de correlación cruzada, caracterizadas porque al sumar las correlaciones entre las correspondientes secuencias de cada par se obtiene un valor muy pequeño en relación al pico que resulta de la suma de las autocorrelaciones. Si  $(a, b)$  y  $(c, d)$  son dos parejas cualesquiera con esta propiedad entonces:

$$\phi_{ac}[n] + \phi_{bd}[n] \ll 2L \quad \forall n \quad (4.12)$$

donde  $L$  representa de nuevo la longitud de las secuencias. Aún más, existen incluso conjuntos de dos parejas completamente ortogonales entre sí, lo que en teoría hace posible la emisión simultánea de dos señales con una interferencia nula entre ellas ( $\phi_{ac}[n] + \phi_{bd}[n] = 0$ ).

Otra ventaja asociada a la codificación con parejas Golay es la disponibilidad de un correlador eficiente para este tipo de secuencias que reduce sobremedida el número de operaciones a realizar en el proceso de correlación de estas secuencias (véase la figura 4.3). Este

correlador fue desarrollado en la década de los 90 por Budisin [Bud91] y Popovic [Pop99] partiendo de una versión modificada del algoritmo de generación recursivo por concatenación propuesto por Golay, y puede ser fácilmente implementado en hardware reconfigurable [HUH<sup>+</sup>03]. La codificación de la señal con parejas Golay y el correlador eficiente de Budisin-Popovic han sido empleados en diversos trabajos dentro del Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá [DUM<sup>+</sup>99, Her03, DUMÁ04, GUH<sup>+</sup>04] y suponen el punto de partida del nuevo esquema de codificación propuesto en esta tesis.



**Figura 4.3:** Correlador eficiente de parejas Golay (EGC). En esta figura los valores  $S_i$  representan retardos positivos y los coeficientes  $W_i$  pueden tomar los valores  $\pm 1$  [Bud91, Pop99].

### 4.3. Codificación basada en el uso de secuencias complementarias

La codificación de la señal ultrasónica con secuencias complementarias Golay ha derivado en el desarrollo de sistemas s3nar para interiores de gran precisi3n y que presentan una gran robustez frente al ruido. Es el buen comportamiento de estos sistemas en entornos cerrados lo que sugiere la posibilidad de emplear este tipo de sistemas en entornos menos controlados, tema de investigaci3n central de esta tesis.

En esta secci3n se presenta un nuevo esquema de codificaci3n basado en los conjuntos de secuencias complementarias que supone una mejora del esquema basado en las secuencias Golay en dos aspectos fundamentales:

- Aumenta notablemente la ganancia de proceso que se obtiene en la etapa de recepci3n, una característica muy valiosa si se tiene en cuenta que las fuentes de ruido acústico son mucho más probables en el exterior.
- Aumenta el número de emisiones simultáneas que pueden conseguirse con interferencia nula entre ellas, lo que puede ser de gran utilidad en otro tipo de sistemas, tales como un sistema de posicionamiento local o un sistema de detecci3n de obstáculos.

#### 4.3.1. Conjuntos de secuencias complementarias

Los conjuntos de secuencias complementarias constituyen una generalizaci3n de las parejas Golay descritas en la secci3n anterior, y son considerados por primera vez por Tseng

y Liu [TL72b] como resultado de su investigación relacionada con los dispositivos de ondas acústicas superficiales. Un conjunto de  $p$  secuencias binarias  $(x_i[n], 1 \leq i \leq p)$ , formadas por dos tipos de elementos (1 y  $-1$ ), se dice que constituyen un conjunto de secuencias complementarias cuando la suma de sus secuencias de autocorrelación aperiódica es nula para cualquier desplazamiento distinto de cero<sup>2</sup>:

$$\phi_{x_1 x_1}[n] + \phi_{x_2 x_2}[n] + \cdots + \phi_{x_p x_p}[n] = 0 \quad \forall n \neq 0 \quad (4.13)$$

Al eliminar la restricción del número de secuencias que forman cada conjunto aparecen nuevas propiedades con interesantes aplicaciones prácticas. Así por ejemplo la longitud de las secuencias que forman un conjunto ya no está tan limitada como en el caso de las parejas Golay ( $L = 2^a \cdot 10^b \cdot 26^c$ ), e incluso es posible generar conjuntos con secuencias de distinta longitud siempre que el número de secuencias con la misma longitud dentro del conjunto sea par. Por otro lado, tal y como se ha señalado en varias ocasiones anteriormente, es mayor el número de conjuntos de secuencias mutuamente ortogonales que pueden obtenerse.

Al igual que las parejas Golay, los conjuntos de secuencias complementarias se generan aplicando una serie de métodos recursivos sobre conjuntos ya conocidos. Se describen a continuación dos métodos de este tipo, propuestos por Tseng y Liu en su artículo original [TL72b], donde puede encontrarse su demostración.

Sea  $(x_i[n], 1 \leq i \leq p)$  un conjunto de  $p$  secuencias complementarias y  $\mathbf{H} = h_{ij}$  una matriz binaria de dimensiones  $q \times p$  ortogonal por columnas (el producto escalar de dos columnas cualesquiera es nulo). Sea  $x_i^{h_{ij}}$  la secuencia  $x_i$  sin complementar cuando  $h_{ij} = 1$  o complementada si  $h_{ij} = -1$ . Entonces:

**Primer Método:** Si  $(x_i \mid x_j)$  representa la concatenación de las secuencias  $x_i$  y  $x_j$ , se obtiene un conjunto de  $q$  secuencias complementarias como:

$$S' = \begin{pmatrix} x_1^{h_{11}} \mid x_2^{h_{12}} \mid \cdots \mid x_p^{h_{1p}} \\ x_1^{h_{21}} \mid x_2^{h_{22}} \mid \cdots \mid x_p^{h_{2p}} \\ \vdots \\ x_1^{h_{q1}} \mid x_2^{h_{q2}} \mid \cdots \mid x_p^{h_{qp}} \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

**Segundo Método:** Si  $(x_i \otimes x_j)$  representa el interleaving de las secuencias  $x_i$  y  $x_j$ , se obtiene otro conjunto de  $q$  secuencias complementarias como:

$$S'' = \begin{pmatrix} x_1^{h_{11}} \otimes x_2^{h_{12}} \otimes \cdots \otimes x_p^{h_{1p}} \\ x_1^{h_{21}} \otimes x_2^{h_{22}} \otimes \cdots \otimes x_p^{h_{2p}} \\ \vdots \\ x_1^{h_{q1}} \otimes x_2^{h_{q2}} \otimes \cdots \otimes x_p^{h_{qp}} \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

---

<sup>2</sup>En realidad la propiedad de complementariedad no es exclusiva de las secuencias binarias, y pueden definirse secuencias complementarias con valores enteros [DK88, KD89], reales [Bud90] e incluso complejos [Siv78, Fra80]. Todas ellas quedan fuera de los objetivos de esta tesis.

Un ejemplo servirá para clarificar ambos métodos. Sean  $x_1 = [1 \ 1]$  y  $x_2 = [1 \ -1]$  una pareja de secuencias complementarias, y sea

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix}$$

una matriz binaria de dimensiones  $4 \times 2$  ortogonal por columnas. Entonces los dos métodos anteriores proporcionan los siguientes conjuntos de cuatro secuencias complementarias cada uno:

$$S' = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad y \quad S'' = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

El concepto de ortogonalidad entre conjuntos de secuencias complementarias, que ya ha sido considerado en relación a las parejas Golay, fue también introducido por Tseng y Liu, quienes llaman *conjuntos compañeros* a dos conjuntos de secuencias complementarias formados por el mismo número de secuencias con la misma longitud y tales que la suma de las correlaciones cruzadas entre las correspondientes secuencias de cada conjunto es siempre nula. Así si  $(x_i, 1 \leq i \leq p)$  e  $(y_i, 1 \leq i \leq p)$  son dos conjuntos compañeros con  $p$  secuencias cada uno se tiene:

$$\phi_{x_1 y_1}[n] + \phi_{x_2 y_2}[n] + \cdots + \phi_{x_p y_p}[n] = 0 \quad \forall n \quad (4.16)$$

Una familia de conjuntos de secuencias donde todos los conjuntos son compañeros dos a dos se dice que es una familia de conjuntos *mutuamente ortogonales*. Existen también una serie de métodos recursivos que permiten generar conjuntos de secuencias mutuamente ortogonales a partir de conjuntos ortogonales ya conocidos. Los métodos que se muestran a continuación son debidos nuevamente a Tseng y Liu [TL72b]:

**Primer Método** Sea  $(x_i, 1 \leq i \leq p)$  un conjunto de  $p$  secuencias complementarias tales que  $x_1$  y  $x_2$ ,  $x_3$  y  $x_4, \dots, x_{p-1}$  y  $x_p$  son parejas de igual longitud. Entonces el conjunto  $\{\tilde{x}_2, -\tilde{x}_1, \tilde{x}_4, -\tilde{x}_3, \dots, \tilde{x}_p, -\tilde{x}_{p-1}\}$ , donde  $\tilde{x}_i$  representa la secuencia  $x_i$  invertida, es uno de sus compañeros.

Sea  $\{(x_i), (y_i), \dots, (w_i); 1 \leq i \leq p\}$  una familia de conjuntos mutuamente ortogonales

de  $p$  secuencias cada uno, y sea  $\Delta$  la matriz definida como:

$$\Delta = \begin{pmatrix} x_1 & y_1 & \cdots & w_1 \\ x_2 & y_2 & \cdots & w_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_p & y_p & \cdots & w_p \end{pmatrix}$$

**Segundo Método:** Si  $\Delta_i \mid \Delta_j$  representa la matriz cuyo elemento  $ij$ -ésimo se obtiene concatenando las secuencias  $ij$ -ésimas de la matrices  $\Delta_i$  y  $\Delta_j$ , se obtiene una nueva familia de conjuntos mutuamente ortogonales como:

$$\Delta' = \begin{pmatrix} \Delta \mid \Delta & -\Delta \mid \Delta \\ -\Delta \mid \Delta & \Delta \mid \Delta \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

**Tercer Método:** Si  $\Delta_i \otimes \Delta_j$  representa la matriz cuyo elemento  $ij$ -ésimo se obtiene mediante el interleaving de las secuencias  $ij$ -ésimas de la matrices  $\Delta_i$  y  $\Delta_j$ , se obtiene una nueva familia de conjuntos mutuamente ortogonales como:

$$\Delta'' = \begin{pmatrix} \Delta \otimes \Delta & -\Delta \otimes \Delta \\ -\Delta \otimes \Delta & \Delta \otimes \Delta \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

De nuevo un ejemplo servirá para poner de manifiesto el proceso a seguir en los métodos descritos anteriormente. Sean  $x_1 = [1 \ 1]$  y  $x_2 = [1 \ -1]$  la pareja de secuencias complementarias consideradas en el ejemplo anterior. Entonces una de sus parejas compañeras es (primer método)  $\tilde{x}_2 = [-1 \ 1]$  y  $-\tilde{x}_1 = [-1 \ -1]$ . Con ambas parejas compañeras es posible construir la matriz  $\Delta$  como:

$$\Delta = \begin{pmatrix} x_1 & \tilde{x}_2 \\ x_2 & -\tilde{x}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

A partir de esta matriz es posible generar cuatro conjuntos de cuatro secuencias mutuamente ortogonales entre sí aplicando los métodos segundo y tercero:

$$\Delta' = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

$$\Delta'' = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

### 4.3.2. Nuevo algoritmo de generación de conjuntos de cuatro secuencias complementarias

El correlador eficiente para secuencias Golay desarrollado por Budisin y Popovic [Bud91, Pop99] se deriva de un algoritmo recursivo que permite generar parejas Golay de cualquier longitud  $L = 2^n$  partiendo de las secuencias elementales delta. Si se desea disponer de un correlador equivalente para conjuntos de cuatro secuencias complementarias, es necesario desarrollar un algoritmo de la misma naturaleza que, partiendo del conjunto elemental constituido por cuatro secuencias delta, permita generar conjuntos de cualquier longitud  $L = 4^n$ .

Este algoritmo recursivo ha sido construido a partir del primer método de generación descrito en la sección anterior (4.14) y que se muestra a continuación escrito en una forma más conveniente:

$$\begin{aligned}
a_0[i] &= b_0[i] = c_0[i] = d_0[i] = \delta[i] \\
a_n[i] &= h_{11}a_{n-1}[i] + h_{12}b_{n-1}[i - 4^{n-1}] + h_{13}c_{n-1}[i - 2 \cdot 4^{n-1}] + h_{14}d_{n-1}[i - 3 \cdot 4^{n-1}] \\
b_n[i] &= h_{21}a_{n-1}[i] + h_{22}b_{n-1}[i - 4^{n-1}] + h_{23}c_{n-1}[i - 2 \cdot 4^{n-1}] + h_{24}d_{n-1}[i - 3 \cdot 4^{n-1}] \\
c_n[i] &= h_{31}a_{n-1}[i] + h_{32}b_{n-1}[i - 4^{n-1}] + h_{33}c_{n-1}[i - 2 \cdot 4^{n-1}] + h_{34}d_{n-1}[i - 3 \cdot 4^{n-1}] \\
d_n[i] &= h_{41}a_{n-1}[i] + h_{42}b_{n-1}[i - 4^{n-1}] + h_{43}c_{n-1}[i - 2 \cdot 4^{n-1}] + h_{44}d_{n-1}[i - 3 \cdot 4^{n-1}]
\end{aligned} \tag{4.19}$$

donde  $a_n$ ,  $b_n$ ,  $c_n$  y  $d_n$  representan cuatro secuencias complementarias de longitud  $4^n$ ,  $\delta[i]$  es la delta de Kronecker,  $n$  es el número de iteración ( $n = 1, 2, \dots, N$ ) y  $h_{ij}$  son los elementos de una matriz binaria de dimensiones  $4 \times 4$  ortogonal por columnas. Obsérvese que en las expresiones anteriores la operación de concatenación se ha realizado como una suma de secuencias desfasadas un número entero de veces su longitud y la complementación asociada a los valores de los elementos  $h_{ij}$  se ha expresado como una simple multiplicación por estos coeficientes.

En esta tesis se han introducido dos importantes modificaciones en el algoritmo anterior. La primera de ellas consiste en la sustitución de los retardos  $4^{n-1}$  por unos retardos  $S_n$  que han de ser escogidos como cualquier permutación del conjunto  $\{4^0, 4^1, \dots, 4^{N-1}\}$ . Esta modificación fue introducida por Budisin en el algoritmo de generación de secuencias complementarias propuesto por el propio Golay [Bud90] y tal y como se verá más adelante, permitirá minimizar el número de elementos de memoria necesarios en el correlador eficiente.

La segunda modificación consiste en la sustitución de los coeficientes  $h_{ij}$  por una combinación de sólo dos coeficientes denominados  $w_{1,n}$  y  $w_{2,n}$  que pueden tomar también los valores  $+1$  ó  $-1$ . Con ambas modificaciones el nuevo algoritmo queda como sigue:

$$\begin{aligned}
a_0[i] &= b_0[i] = c_0[i] = d_0[i] = \delta[i] \\
a_n[i] &= a_{n-1}[i] - b_{n-1}[i - S_n] + w_{1,n} \cdot c_{n-1}[i - 2 \cdot S_n] + w_{1,n} \cdot d_{n-1}[i - 3 \cdot S_n] \\
b_n[i] &= a_{n-1}[i] + b_{n-1}[i - S_n] + w_{1,n} \cdot c_{n-1}[i - 2 \cdot S_n] - w_{1,n} \cdot d_{n-1}[i - 3 \cdot S_n] \\
c_n[i] &= w_{2,n} \cdot a_{n-1}[i] - w_{2,n} \cdot b_{n-1}[i - S_n] - w_{1,n}w_{2,n} \cdot c_{n-1}[i - 2 \cdot S_n] - w_{1,n}w_{2,n} \cdot d_{n-1}[i - 3 \cdot S_n] \\
d_n[i] &= w_{2,n} \cdot a_{n-1}[i] + w_{2,n} \cdot b_{n-1}[i - S_n] - w_{1,n}w_{2,n} \cdot c_{n-1}[i - 2 \cdot S_n] + w_{1,n}w_{2,n} \cdot d_{n-1}[i - 3 \cdot S_n]
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Las nuevas secuencias generadas por este algoritmo ya no se forman mediante simple concatenación de secuencias de menor longitud y puede ocurrir que durante el proceso iterativo aparezcan huecos que desaparecerán en la última iteración. Este mecanismo de generación quedará más claro con el siguiente ejemplo, donde va a generarse un conjunto de cuatro secuencias de longitud  $4^2 = 16$  realizando dos iteraciones del algoritmo. Se escoge para los retardos la permutación  $S_n = [4^1, 4^0]$  y se supone por simplicidad que los coeficientes  $w_{i,n}$  toman siempre el valor uno. En este caso el proceso de generación es:

**Secuencias de partida:**  $a_0[i] = b_0[i] = c_0[i] = d_0[i] = \delta[i]$

**Primera iteración:**

$$\begin{aligned} a_1[i] &= a_0[i] - b_0[i - 4] + c_0[i - 8] + d_0[i - 12] \\ b_1[i] &= a_0[i] + b_0[i - 4] + c_0[i - 8] - d_0[i - 12] \\ c_1[i] &= a_0[i] - b_0[i - 4] - c_0[i - 8] - d_0[i - 12] \\ d_1[i] &= a_0[i] + b_0[i - 4] - c_0[i - 8] + d_0[i - 12] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_1[i] &= [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] \\ b_1[i] &= [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0] \\ c_1[i] &= [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0] \\ d_1[i] &= [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] \end{aligned}$$

**Segunda iteración:**

$$\begin{aligned} a_2[i] &= a_1[i] - b_1[i - 1] + c_1[i - 2] + d_1[i - 3] \\ b_2[i] &= a_1[i] + b_1[i - 1] + c_1[i - 2] - d_1[i - 3] \\ c_2[i] &= a_1[i] - b_1[i - 1] - c_1[i - 2] - d_1[i - 3] \\ d_2[i] &= a_1[i] + b_1[i - 1] - c_1[i - 2] + d_1[i - 3] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_2[i] &= [1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1] \\ b_2[i] &= [1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1] \\ c_2[i] &= [1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1] \\ d_2[i] &= [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1] \end{aligned}$$

En este ejemplo el algoritmo no genera un nuevo conjunto de secuencias complementarias en la primera iteración aunque sí al final del proceso.

La prueba de que el algoritmo propuesto siempre genera conjuntos de secuencias complementarias es inmediata. Sea  $\{a_n, b_n, c_n, d_n\}$  el conjunto de cuatro secuencias complementarias de longitud  $4^n$ , que se obtiene al realizar  $n$  iteraciones del nuevo algoritmo. Las funciones de autocorrelación de estas secuencias vienen dadas por:



$$\begin{aligned}
\phi_{aa}^n[k] &= \sum_i a_n[i]a_n[i+k] = \sum_i [a_{n-1}[i] - b_{n-1}[i-S_n] + w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n] + w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]] \\
&\quad \times [a_{n-1}[i+k] - b_{n-1}[i+k-S_n] + w_{1,n}c_{n-1}[i+k-2S_n] + w_{1,n}d_{n-1}[i+k-3S_n]] \\
\phi_{bb}^n[k] &= \sum_i b_n[i]b_n[i+k] = \sum_i [a_{n-1}[i] + b_{n-1}[i-S_n] + w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n] - w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]] \\
&\quad \times [a_{n-1}[i+k] + b_{n-1}[i+k-S_n] + w_{1,n}c_{n-1}[i+k-2S_n] - w_{1,n}d_{n-1}[i+k-3S_n]] \\
\phi_{cc}^n[k] &= \sum_i c_n[i]c_n[i+k] = \sum_i [w_{2,n}a_{n-1}[i] - w_{2,n}b_{n-1}[i-S_n] - w_{1,n}w_{2,n}c_{n-1}[i-2S_n] - w_{1,n}w_{2,n}d_{n-1}[i-3S_n]] \\
&\quad \times [w_{2,n}a_{n-1}[i+k] - w_{2,n}b_{n-1}[i+k-S_n] - w_{1,n}w_{2,n}c_{n-1}[i+k-2S_n] - w_{1,n}w_{2,n}d_{n-1}[i+k-3S_n]] \\
\phi_{dd}^n[k] &= \sum_i d_n[i]d_n[i+k] = \sum_i [w_{2,n}a_{n-1}[i] + w_{2,n}b_{n-1}[i-S_n] - w_{1,n}w_{2,n}c_{n-1}[i-2S_n] + w_{1,n}w_{2,n}d_{n-1}[i-3S_n]] \\
&\quad \times [w_{2,n}a_{n-1}[i+k] + w_{2,n}b_{n-1}[i+k-S_n] - w_{1,n}w_{2,n}c_{n-1}[i+k-2S_n] + w_{1,n}w_{2,n}d_{n-1}[i+k-3S_n]]
\end{aligned}$$

Desarrollando estos productos se tiene:

$$\begin{aligned}
\phi_{aa}^n[k] &= \phi_{aa}^{n-1}[k] + \phi_{bb}^{n-1}[k] + \phi_{cc}^{n-1}[k] + \phi_{dd}^{n-1}[k] + \sum_i \{-a_{n-1}[i]b_{n-1}[i+k-S_n] + w_{1,n}a_{n-1}[i]c_{n-1}[i+k-2S_n] \\
&\quad + w_{1,n}a_{n-1}[i]d_{n-1}[i+k-3S_n+k] - b_{n-1}[i-S_n]a_{n-1}[i+k] - w_{1,n}b_{n-1}[i-S_n]c_{n-1}[i+k-2S_n] \\
&\quad - w_{1,n}b_{n-1}[i-S_n]d_{n-1}[i+k-3S_n+k] + w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n]a_{n-1}[i+k] - w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n]b_{n-1}[i+k-S_n] \\
&\quad + c_{n-1}[i-2S_n]d_{n-1}[i+k-3S_n] + w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]a_{n-1}[i+k] - w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]b_{n-1}[i+k-S_n] \\
&\quad + d_{n-1}[i-3S_n]c_{n-1}[i+k-2S_n]\} \\
\phi_{bb}^n[k] &= \phi_{aa}^{n-1}[k] + \phi_{bb}^{n-1}[k] + \phi_{cc}^{n-1}[k] + \phi_{dd}^{n-1}[k] + \sum_i \{a_{n-1}[i]b_{n-1}[i+k-S_n] + w_{1,n}a_{n-1}[i]c_{n-1}[i+k-2S_n] \\
&\quad - w_{1,n}a_{n-1}[i]d_{n-1}[i+k-3S_n+k] + b_{n-1}[i-S_n]a_{n-1}[i+k] + w_{1,n}b_{n-1}[i-S_n]c_{n-1}[i+k-2S_n] \\
&\quad - w_{1,n}b_{n-1}[i-S_n]d_{n-1}[i+k-3S_n+k] + w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n]a_{n-1}[i+k] + w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n]b_{n-1}[i+k-S_n] \\
&\quad - c_{n-1}[i-2S_n]d_{n-1}[i+k-3S_n] - w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]a_{n-1}[i+k] - w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]b_{n-1}[i+k-S_n] \\
&\quad - d_{n-1}[i-3S_n]c_{n-1}[i+k-2S_n]\} \\
\phi_{cc}^n[k] &= \phi_{aa}^{n-1}[k] + \phi_{bb}^{n-1}[k] + \phi_{cc}^{n-1}[k] + \phi_{dd}^{n-1}[k] + \sum_i \{-a_{n-1}[i]b_{n-1}[i+k-S_n] - w_{1,n}a_{n-1}[i]c_{n-1}[i+k-2S_n] \\
&\quad - w_{1,n}a_{n-1}[i]d_{n-1}[i+k-3S_n+k] - b_{n-1}[i-S_n]a_{n-1}[i+k] + w_{1,n}b_{n-1}[i-S_n]c_{n-1}[i+k-2S_n] \\
&\quad + w_{1,n}b_{n-1}[i-S_n]d_{n-1}[i+k-3S_n+k] - w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n]a_{n-1}[i+k] + w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n]b_{n-1}[i+k-S_n] \\
&\quad + c_{n-1}[i-2S_n]d_{n-1}[i+k-3S_n] - w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]a_{n-1}[i+k] + w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]b_{n-1}[i+k-S_n] \\
&\quad + d_{n-1}[i-3S_n]c_{n-1}[i+k-2S_n]\} \\
\phi_{dd}^n[k] &= \phi_{aa}^{n-1}[k] + \phi_{bb}^{n-1}[k] + \phi_{cc}^{n-1}[k] + \phi_{dd}^{n-1}[k] + \sum_i \{a_{n-1}[i]b_{n-1}[i+k-S_n] - w_{1,n}a_{n-1}[i]c_{n-1}[i+k-2S_n] \\
&\quad + w_{1,n}a_{n-1}[i]d_{n-1}[i+k-3S_n+k] + b_{n-1}[i-S_n]a_{n-1}[i+k] - w_{1,n}b_{n-1}[i-S_n]c_{n-1}[i+k-2S_n] \\
&\quad + w_{1,n}b_{n-1}[i-S_n]d_{n-1}[i+k-3S_n+k] - w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n]a_{n-1}[i+k] - w_{1,n}c_{n-1}[i-2S_n]b_{n-1}[i+k-S_n] \\
&\quad - c_{n-1}[i-2S_n]d_{n-1}[i+k-3S_n] + w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]a_{n-1}[i+k] + w_{1,n}d_{n-1}[i-3S_n]b_{n-1}[i+k-S_n] \\
&\quad - d_{n-1}[i-3S_n]c_{n-1}[i+k-2S_n]\}
\end{aligned}$$

Sumando las expresiones anteriores y observando que todos los términos que están dentro de los sumatorios se cancelan entre sí se tiene:

$$\phi_{aa}^n[k] + \phi_{bb}^n[k] + \phi_{cc}^n[k] + \phi_{dd}^n[k] = 4 (\phi_{aa}^{n-1}[k] + \phi_{bb}^{n-1}[k] + \phi_{cc}^{n-1}[k] + \phi_{dd}^{n-1}[k])$$

El mismo desarrollo realizado  $n - 1$  veces conduce a:

$$\phi_{aa}^n[k] + \phi_{bb}^n[k] + \phi_{cc}^n[k] + \phi_{dd}^n[k] = 4^n (\phi_{aa}^0[k] + \phi_{bb}^0[k] + \phi_{cc}^0[k] + \phi_{dd}^0[k])$$

Teniendo en cuenta que  $a_0[i] = b_0[i] = c_0[i] = d_0[i] = \delta[i]$  y que la autocorrelación de una delta es también una delta, la suma de las autocorrelaciones queda finalmente:

$$\phi_{aa}^n[k] + \phi_{bb}^n[k] + \phi_{cc}^n[k] + \phi_{dd}^n[k] = 4^{n+1} \delta[n] = 4L \cdot \delta[n] \quad (4.21)$$

lo que demuestra que las secuencias generadas por el nuevo algoritmo son complementarias.

Es importante destacar que en esta demostración no se ha realizado ninguna suposición sobre el valor de los retardos  $S_n$ . En efecto, el algoritmo propuesto genera conjuntos de secuencias con la propiedad de complementariedad independientemente de cuál sea el valor de los retardos utilizados. No obstante, para que las secuencias generadas sean secuencias binarias de 1 y  $-1$  estos retardos deben escogerse como permutaciones del conjunto  $\{4^0, 4^1, \dots, 4^{N-1}\}$  tal y como se ha indicado anteriormente.

La forma en que los coeficientes  $w_{1,n}$  y  $w_{2,n}$  aparecen en el algoritmo propuesto le confieren una propiedad de gran utilidad práctica, ya que siempre es posible generar cuatro conjuntos de secuencias de longitud  $4^N$  mutuamente ortogonales entre sí simplemente modificando los valores de estos coeficientes en la primera iteración y luego utilizando el mismo valor para estos coeficientes en el resto de iteraciones. Esto es debido a que el algoritmo genera cuatro conjuntos de secuencias mutuamente ortogonales entre sí en la primera iteración para cada una de las cuatro combinaciones posibles de valores de la pareja de coeficientes  $w_{1,1}$  y  $w_{2,1}$ . Estos cuatro conjuntos se muestran en la tabla 4.4 para el caso en que  $S_1 = 4^0$ .

En el resto de iteraciones el algoritmo genera conjuntos ortogonales siempre que parta de conjuntos ortogonales y los valores de los coeficientes  $w_{1,n}$  y  $w_{2,n}$  con  $n > 1$  sean los mismos para todos los conjuntos. Esta propiedad puede ser demostrada de forma análoga a la anterior. Sean  $\{a_{n-1}, b_{n-1}, c_{n-1}, d_{n-1}\}$  y  $\{a'_{n-1}, b'_{n-1}, c'_{n-1}, d'_{n-1}\}$  dos conjuntos de secuencias de longitud  $4^{n-1}$  mutuamente ortogonales entre sí, entonces se cumple que:

$$\phi_{aa'}[i]^{n-1} + \phi_{bb'}[i]^{n-1} + \phi_{cc'}[i]^{n-1} + \phi_{dd'}[i]^{n-1} = 0 \quad \forall i \quad (4.22)$$

Sean  $\{a_n, b_n, c_n, d_n\}$  y  $\{a'_n, b'_n, c'_n, d'_n\}$  los conjuntos que se obtienen al aplicar el algoritmo sobre los conjuntos anteriores con los mismos valores de  $w_{1,n}$  y  $w_{2,n}$ , entonces las funciones de correlación cruzada de las nuevas secuencias vienen dadas por:

$w_{1,1} = -1 \quad w_{2,1} = -1$	$w_{1,1} = -1 \quad w_{2,1} = 1$
$a1 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]$	$a2 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]$
$b1 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]$	$b2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]$
$c1 = [-1 \ 1 \ -1 \ -1]$	$c2 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]$
$d1 = [-1 \ -1 \ -1 \ 1]$	$d2 = [1 \ 1 \ 1 \ -1]$
$w_{1,1} = 1 \quad w_{2,1} = -1$	$w_{1,1} = 1 \quad w_{2,1} = 1$
$a3 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]$	$a4 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]$
$b3 = [1 \ 1 \ 1 \ -1]$	$b4 = [1 \ 1 \ 1 \ -1]$
$c3 = [-1 \ 1 \ 1 \ 1]$	$c4 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]$
$d3 = [-1 \ -1 \ 1 \ -1]$	$d4 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]$

**Tabla 4.4:** Conjuntos ortogonales generados en la primera iteración ( $S_1 = 4^0$ ).

$$\begin{aligned}
\phi_{aa'}^n[k] &= \sum_i a_n[i] a'_n[i+k] = \sum_{-\infty}^{\infty} [a_{n-1}[i] - b_{n-1}[i - S_n] + w_{1,n} c_{n-1}[i - 2S_n] + w_{1,n} d_{n-1}[i - 3S_n]] \\
&\quad \times [a'_{n-1}[i+k] - b'_{n-1}[i+k - S_n] + w_{1,n} c'_{n-1}[i+k - 2S_n] + w_{1,n} d'_{n-1}[i+k - 3S_n]] \\
\phi_{bb'}^n[k] &= \sum_i b_n[i] b'_n[i+k] = \sum_i [a_{n-1}[i] + b_{n-1}[i - S_n] + w_{1,n} c_{n-1}[i - 2S_n] - w_{1,n} d_{n-1}[i - 3S_n]] \\
&\quad \times [a'_{n-1}[i+k] + b'_{n-1}[i+k - S_n] + w_{1,n} c'_{n-1}[i+k - 2S_n] - w_{1,n} d'_{n-1}[i+k - 3S_n]] \\
\phi_{cc'}^n[k] &= \sum_i c_n[i] c'_n[i+k] = \sum_i [w_{2,n} a_{n-1}[i] - w_{2,n} b_{n-1}[i - S_n] - w_{1,n} w_{2,n} c_{n-1}[i - 2S_n] - w_{1,n} w_{2,n} d_{n-1}[i - 3S_n]] \\
&\quad \times [w_{2,n} a'_{n-1}[i+k] - w_{2,n} b'_{n-1}[i+k - S_n] - w_{1,n} w_{2,n} c'_{n-1}[i+k - 2S_n] - w_{1,n} w_{2,n} d'_{n-1}[i+k - 3S_n]] \\
\phi_{dd'}^n[k] &= \sum_i d_n[i] d'_n[i+k] = \sum_i [w_{2,n} a_{n-1}[i] + w_{2,n} b_{n-1}[i - S_n] - w_{1,n} w_{2,n} c_{n-1}[i - 2S_n] + w_{1,n} w_{2,n} d_{n-1}[i - 3S_n]] \\
&\quad \times [w_{2,n} a'_{n-1}[i+k] + w_{2,n} b'_{n-1}[i+k - S_n] - w_{1,n} w_{2,n} c'_{n-1}[i+k - 2S_n] + w_{1,n} w_{2,n} d'_{n-1}[i+k - 3S_n]]
\end{aligned}$$

Desarrollando nuevamente los productos que aparecen en las expresiones anteriores y sumando las cuatro correlaciones cruzadas se obtiene finalmente:

$$\phi_{aa'}^n[k] + \phi_{bb'}^n[k] + \phi_{cc'}^n[k] + \phi_{dd'}^n[k] = 4 (\phi_{aa'}^{n-1}[k] + \phi_{bb'}^{n-1}[k] + \phi_{cc'}^{n-1}[k] + \phi_{dd'}^{n-1}[k]) = 0 \quad (4.23)$$

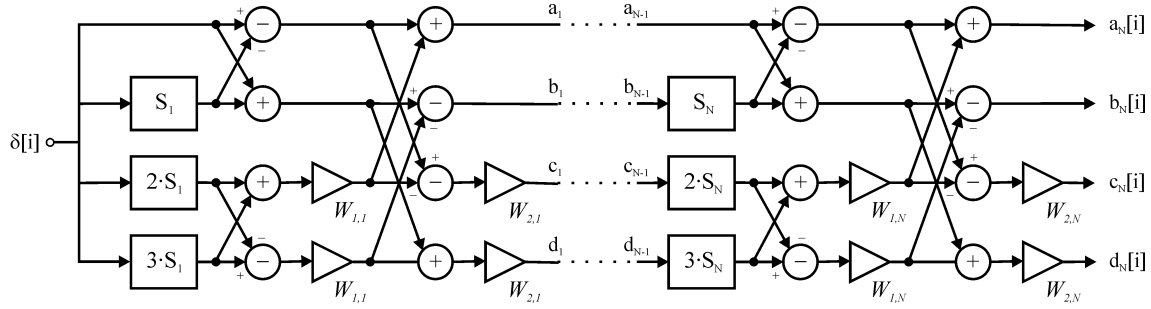
con lo que los nuevos conjuntos siguen siendo ortogonales.

### 4.3.3. El Correlador eficiente

Al aplicar la transformada Z sobre las ecuaciones que definen el algoritmo propuesto (4.20) se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 A_0 &= B_0 = C_0 = D_0 = 1 \\
 A_n &= A_{n-1}[z] - B_{n-1}[z] \cdot z^{-S_n} + w_{1,n} \cdot C_{n-1}[z] \cdot z^{-2S_n} + w_{1,n} \cdot D_{n-1}[z] \cdot z^{-3S_n} \\
 B_n &= A_{n-1}[z] + B_{n-1}[z] \cdot z^{-S_n} + w_{1,n} \cdot C_{n-1}[z] \cdot z^{-2S_n} - w_{1,n} \cdot D_{n-1}[z] \cdot z^{-3S_n} \\
 C_n &= w_{2,n} \cdot A_{n-1}[z] - w_{2,n} \cdot B_{n-1}[z] \cdot z^{-S_n} - w_{1,n}w_{2,n} \cdot C_{n-1}[z] \cdot z^{-2S_n} - w_{1,n}w_{2,n} \cdot D_{n-1}[z] \cdot z^{-3S_n} \\
 D_n &= w_{2,n} \cdot A_{n-1}[z] + w_{2,n} \cdot B_{n-1}[z] \cdot z^{-S_n} - w_{1,n}w_{2,n} \cdot C_{n-1}[z] \cdot z^{-2S_n} + w_{1,n}w_{2,n} \cdot D_{n-1}[z] \cdot z^{-3S_n}
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Estas ecuaciones permiten ver al algoritmo de generación de secuencias complementarias como un filtro digital de  $N$  etapas idénticas cada una de las cuales posee tres elementos de retardo, cuatro sumadores y cuatro restadores tal y como se muestra en la figura 4.4.



**Figura 4.4:** Generador rápido de conjuntos de cuatro secuencias complementarias (FSSG).

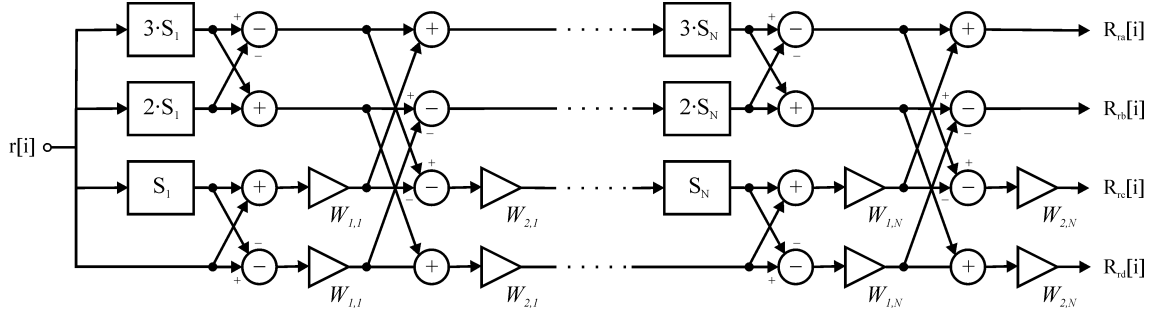
Este filtro posee cuatro salidas por donde se obtienen las secuencias complementarias cuando la entrada al sistema es la secuencia impulsiva. Teniendo en cuenta que, tal y como se ha visto en la primera sección de este capítulo, la respuesta impulsiva de un filtro acoplado a una secuencia determinada es la versión reflejada en el tiempo de esta secuencia (4.4), es posible afirmar que el sistema anterior es un filtro acoplado a las versiones reflejadas en el tiempo de las secuencias complementarias  $a_N[L-i]$ ,  $b_N[L-i]$ ,  $c_N[L-i]$  y  $d_N[L-i]$ , donde  $L = 4^N$  representa la longitud de estas secuencias.

Si se modifica el algoritmo original para que en vez de generar las secuencias directas  $a_N[i]$ ,  $b_N[i]$ ,  $c_N[i]$  y  $d_N[i]$  genere las versiones reflejadas y vuelve a tomarse sobre las ecuaciones del mismo la transformada Z, se obtendrá un filtro acoplado a estas secuencias directas. Esta modificación del algoritmo fue propuesta por Popovic [Pop99] sobre el generador eficiente de Budisin [Bud91] y está basada en un hecho muy simple. El algoritmo iterativo genera secuencias de una longitud determinada concatenando las secuencias que resultan de la iteración anterior. Teniendo en cuenta que el primer elemento de una secuencia reflejada es el último elemento de la última secuencia concatenada, las secuencias reflejadas pueden obtenerse concatenando en orden inverso las versiones reflejadas de las secuencias obtenidas en la iteración anterior. Para ello la única modificación que hay que hacer sobre el algoritmo

original es invertir el orden de los retardos ya que como el algoritmo parte de las secuencias elementales  $a_0[i] = b_0[i] = c_0[i] = d_0[i] = \delta[i]$  las secuencias reflejadas se obtienen de forma automática en cada iteración. Así el algoritmo de generación de las secuencias reflejadas queda finalmente:

$$\begin{aligned}
 a'_0[i] &= b'_0[i] = c'_0[i] = d'_0[i] = \delta[i] \\
 a'_n[i] &= a'_{n-1}[i - 3 \cdot S_n] - b'_{n-1}[i - 2 \cdot S_n] + w_{1,n} \cdot c'_{n-1}[i - S_n] + w_{1,n} \cdot d'_{n-1}[i] \\
 b'_n[i] &= a'_{n-1}[i - 3 \cdot S_n] + b'_{n-1}[i - 2 \cdot S_n] + w_{1,n} \cdot c'_{n-1}[i - S_n] - w_{1,n} \cdot d'_{n-1}[i] \\
 c'_n[i] &= w_{2,n} \cdot a'_{n-1}[i - 3 \cdot S_n] - w_{2,n} \cdot b'_{n-1}[i - 2 \cdot S_n] - w_{1,n}w_{2,n} \cdot c'_{n-1}[i - S_n] - w_{1,n}w_{2,n} \cdot d'_{n-1}[i] \\
 d'_n[i] &= w_{2,n} \cdot a'_{n-1}[i - 3 \cdot S_n] + w_{2,n} \cdot b'_{n-1}[i - 2 \cdot S_n] - w_{1,n}w_{2,n} \cdot c'_{n-1}[i - S_n] + w_{1,n}w_{2,n} \cdot d'_{n-1}[i]
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

expresiones que conducen, a través de la transformada Z, al correlador eficiente que se muestra en la figura 4.5. Este filtro acoplado realiza la correlación de la señal de entrada  $r[i]$  con las cuatro secuencias del conjunto  $a_N[i]$ ,  $b_N[i]$ ,  $c_N[i]$  y  $d_N[i]$  de forma simultánea.



**Figura 4.5:** Correlador eficiente de conjuntos de cuatro secuencias complementarias (ESSC).

Para secuencias de longitud  $4^N$  el número total de operaciones realizadas es sólo de  $8 \cdot N$ , mientras que en un correlador directo este número sería de  $2 \cdot 4^N - 1$  ( $4^N$  productos y  $4^N - 1$  sumas). Debido a las operaciones que se llevan a cabo en el interior del correlador eficiente, podría ocurrir que sus elementos de memoria tuvieran que almacenar muestras de mayor valor que las de la señal de entrada, por lo que es necesario incrementar el número de bits de memoria en este correlador. Este número puede calcularse teniendo en cuenta que después de cada etapa el valor más alto que puede generarse es cuatro veces el valor de entrada más elevado, ya que en cada etapa se combinan los valores que se transmiten a través de las cuatro líneas del correlador. Si se desea evitar el desbordamiento se necesitan por tanto dos bits más de memoria en cada etapa para cada muestra almacenada. Si se denomina  $N_{A/D}$  al número de bits necesarios para representar los valores de la señal de entrada, el número total de bits de memoria  $N_m$  necesarios en el correlador será:

$$N_m = 6 \cdot S_1 N_{A/D} + 6 S_2 (N_{A/D} + 2) + \dots + 6 S_N (N_{A/D} + 2(N-1)) = \sum_{n=1}^N 6 S_N [N_{A/D} + 2(n-1)]$$

o bien, teniendo en cuenta que:

$$\sum_{n=1}^N S_n = \sum_{n=0}^{N-1} 4^n = \frac{4^N - 1}{3} = \frac{1}{3}(L - 1)$$

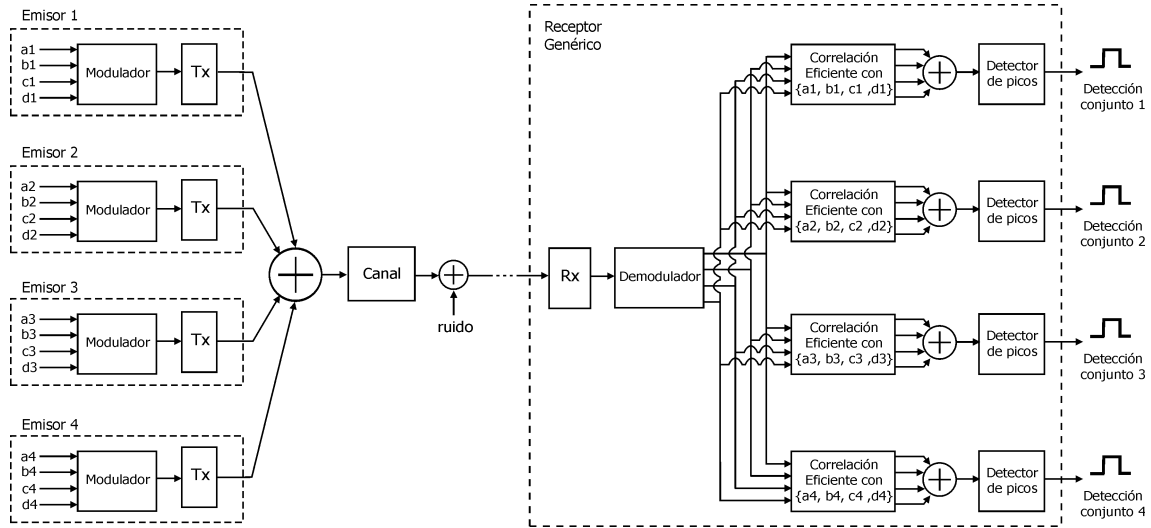
la expresión anterior queda finalmente:

$$N_m = 2 \cdot N_{A/D}(L - 1) + 12 \cdot \sum_{n=2}^N (n - 1) \cdot S_n \quad (4.26)$$

Como puede verse claramente en esta expresión el número de bits puede minimizarse si se escoge para los retardos la permutación inversa  $S_n = [4^{N-1}, 4^{N-2}, \dots, 4^0]$ .

#### 4.3.4. Esquema de codificación

La figura 4.6 muestra el diagrama de bloques de un sistema sensorial genérico basado en el esquema de codificación con conjuntos de cuatro secuencias complementarias propuesto en esta tesis.



**Figura 4.6:** Esquema de codificación para un sistema sensorial genérico.

Como puede verse en esta figura, cada conjunto de cuatro secuencias complementarias es asociado a un emisor distinto. Una vez generadas, las cuatro secuencias de cada conjunto son moduladas y transmitidas a través del transductor correspondiente. Todas las señales así obtenidas se propagan de manera simultánea por el mismo canal y son recibidas con un determinado nivel de ruido por un conjunto de receptores cuyo número dependerá de la aplicación concreta desarrollada. Los receptores demodulan esta señal extrayendo de nuevo las cuatro secuencias de todos los conjuntos recibidos. En el caso más general, cada receptor correla estas secuencias con las cuatro secuencias de los cuatro conjuntos, de modo que, después de sumar las correspondientes correlaciones, se obtienen picos en aquellas salidas

asociadas a conjuntos que están presentes en la señal. La relación señal-ruido instantánea obtenida con estos picos es mayor cuanto mayor es la longitud de las secuencias emitidas.

Este esquema de codificación es completamente general e independiente de la naturaleza de la señales codificadas. En el capítulo 5 el mismo esquema será descrito con mayor grado de detalle para el caso de señales ultrasónicas que se propagan a través de la atmósfera.

#### 4.3.5. Simulación de los sistemas propuestos

Con el objeto de comprobar que el comportamiento de los dos sistemas descritos en la sección anterior es el esperado, se han incluido en este apartado una serie de simulaciones realizadas en el entorno Matlab. En primer lugar se ha simulado el comportamiento del Generador Rápido de Secuencias (FSSC), obteniendo a partir de él los cuatro conjuntos de cuatro secuencias complementarias de longitud 16 que se muestran en la tabla 4.5.

$W_1 = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$	$a1 = [1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1]$ $b1 = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$ $c1 = [1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1]$ $d1 = [1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1]$
$W_2 = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$a2 = [1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1]$ $b2 = [1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1]$ $c2 = [1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1]$ $d2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$
$W_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$	$a3 = [1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1]$ $b3 = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$ $c3 = [1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1]$ $d3 = [1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1]$
$W_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$a4 = [1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1]$ $b4 = [1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1]$ $c4 = [1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1]$ $d4 = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$

**Tabla 4.5:** Conjuntos ortogonales obtenidos a partir del Generador rápido FSSG.

En esta simulación se ha supuesto que el orden de los retardos es el que minimiza el número de bits de memoria  $S_n = [4^{N-1}, 4^{N-2}, \dots, 4^0]$ . El valor de los coeficientes utilizados en la generación de los conjuntos se ha representado en forma de matriz  $\mathbf{W} = \{w_{i,n}\}$ , de modo que cada columna representa el valor de los dos coeficientes empleados en una nueva iteración. Nótese que la primera columna ( $w_{1,1}$ ,  $w_{2,1}$ ) es distinta en las cuatro matrices, mientras que la segunda es idéntica en todas ellas, de modo que los conjuntos generados son

mutuamente ortogonales tal y como ha quedado demostrado en la sección 4.3.2. Las figuras 4.7 y 4.8 muestran respectivamente las propiedades de autocorrelación y de correlación cruzada de los conjuntos representados en la tabla anterior. Estas correlaciones han sido calculadas de forma directa y como puede verse claramente en estas figuras los resultados son los esperados.

Por otro lado se ha simulado el comportamiento del correlador eficiente (ESSC) obteniendo la respuesta de un sistema de este tipo que está acoplado al primer conjunto que aparece en la tabla anterior. La figura 4.9 muestra esta respuesta cuando la señal de entrada al correlador es el mismo conjunto al que está acoplado, mientras que en la figura 4.10 se representa la respuesta a uno de los tres conjuntos ortogonales. En ambos casos se ha supuesto que la señal de entrada al correlador consiste en la concatenación de las cuatro secuencias del conjunto con una separación de 50 muestras nulas entre ellas.

## 4.4. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un nuevo esquema de codificación para las señales de un sistema de compresión de pulsos. Este nuevo esquema es una aportación importante de esta tesis y supone una mejora en dos aspectos fundamentales respecto de los esquemas tradicionalmente utilizados:

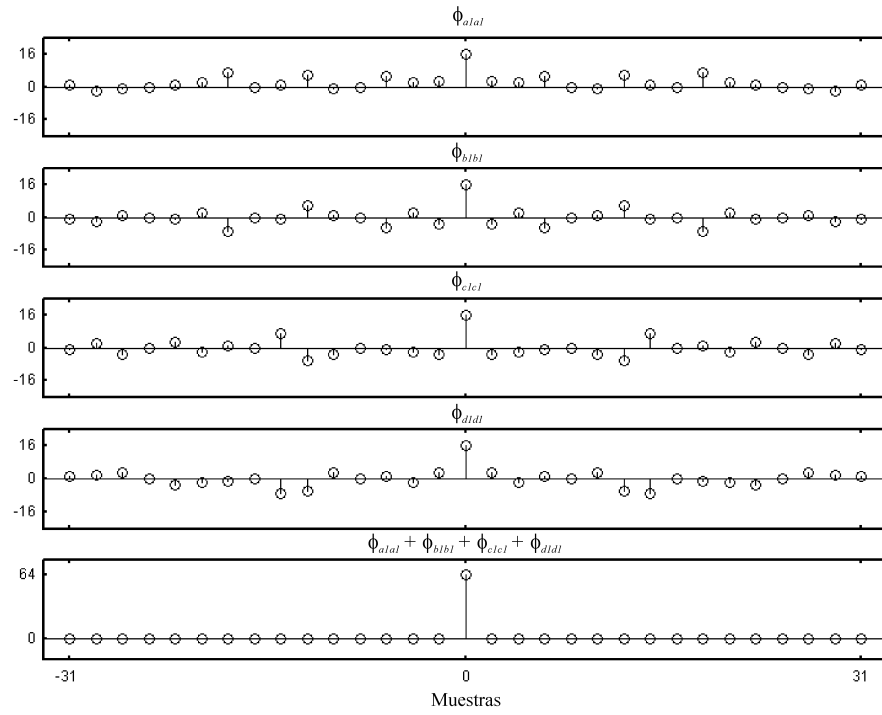
- Incrementa de forma notable la ganancia de proceso que se obtiene con la emisión de un código de una longitud determinada.
- Permite la emisión simultánea de hasta cuatro señales completamente ortogonales, con una interferencia nula entre ellas.

El nuevo esquema de codificación está basado en un novedoso algoritmo recursivo que permite generar conjuntos de cuatro secuencias complementarias de cualquier longitud potencia de cuatro. Una de las aportaciones más interesantes de este algoritmo respecto de otros métodos de generación recursivos es la facilidad con la que permite obtener familias de conjuntos mutuamente ortogonales entre sí para una longitud determinada.

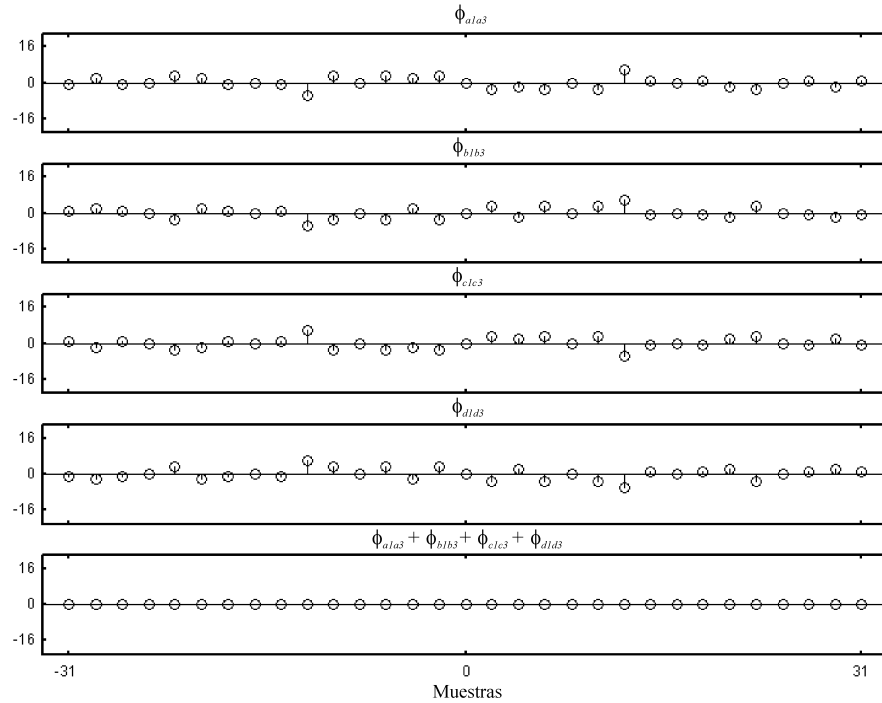
A partir del algoritmo se ha desarrollado un sistema de correlación eficiente para este tipo de secuencias que hace viable el uso del nuevo esquema de codificación en sistemas de procesamiento en tiempo real, ya que reduce sobremanera el número de operaciones a realizar sobre las señales recibidas.

Es importante señalar por último que, aunque el nuevo esquema de codificación ha sido desarrollado con la idea de mejorar las prestaciones de un sistema basado en el uso de señales ultrasónicas en el exterior, son múltiples los campos donde puede encontrar una aplicación inmediata [MUM<sup>+</sup>04], [GLE<sup>+</sup>05].

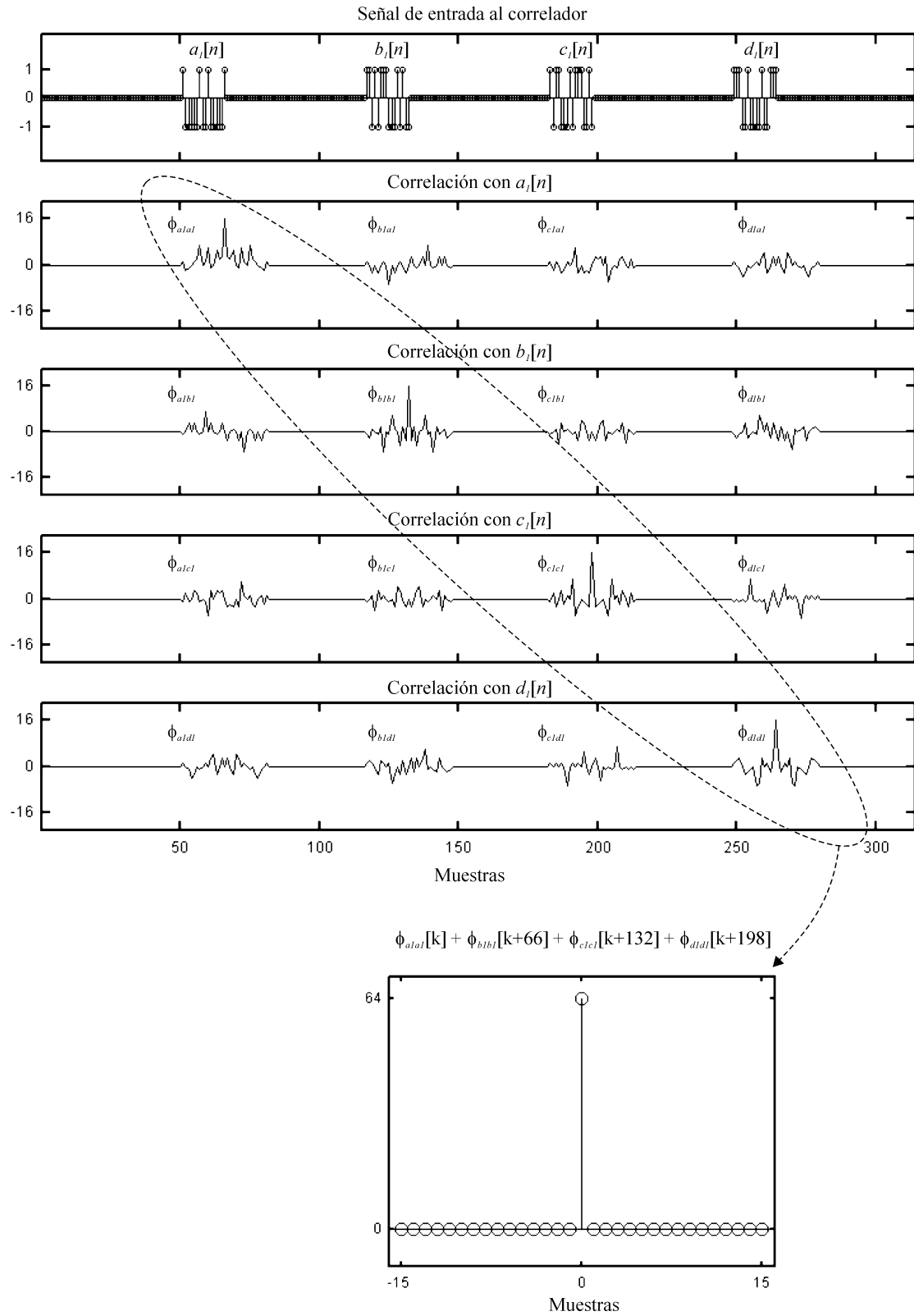




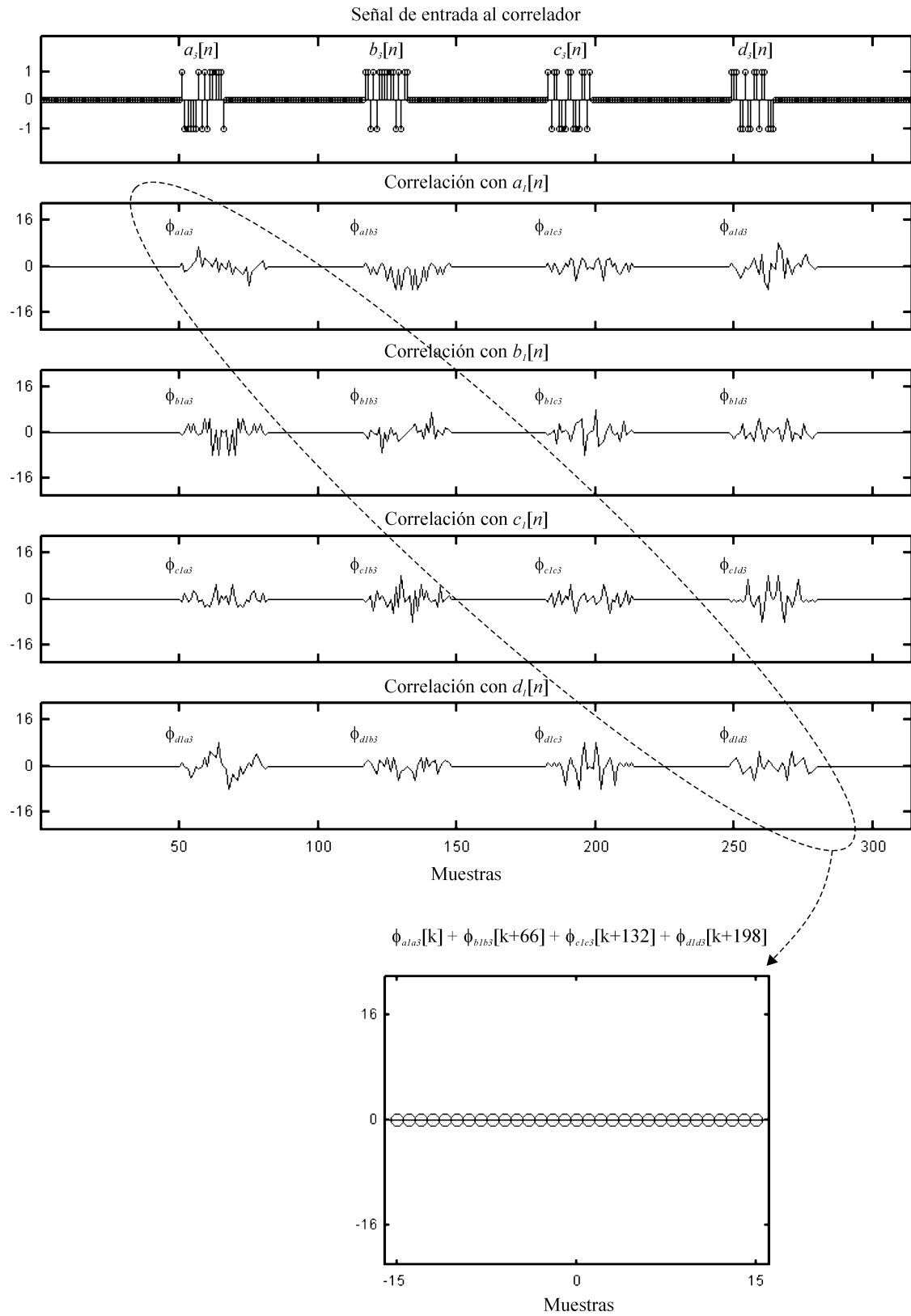
**Figura 4.7:** Autocorrelación de las cuatro secuencias complementarias del conjunto  $\{a_1, b_1, c_1, d_1\}$  obtenido con el generador rápido FSSG. Un resultado análogo se obtiene con los otros conjuntos.



**Figura 4.8:** Correlación cruzada entre las cuatro secuencias complementarias de los conjuntos ortogonales  $\{a_1, b_1, c_1, d_1\}$  y  $\{a_3, b_3, c_3, d_3\}$ . Un resultado análogo se obtiene con los otros conjuntos.



**Figura 4.9:** Respuesta del correlador eficiente ESSC cuando la entrada es el conjunto de cuatro secuencias complementarias al que está acoplado  $\{a_1[n], b_1[n], c_1[n], d_1[n]\}$ .



**Figura 4.10:** Respuesta del correlador eficiente ESSC cuando la entrada es el conjunto de cuatro secuencias complementarias  $\{a_3[n], b_3[n], c_3[n], d_3[n]\}$ , que es ortogonal al conjunto al que está acoplado. Un resultado análogo se obtiene con los otros dos conjuntos ortogonales.



## Capítulo 5

# Adaptación y proceso de la señal ultrasónica codificada

En este capítulo se describe en detalle la realización de un sistema ultrasónico de compresión de pulsos para exteriores basado en el esquema de codificación genérico presentado en el capítulo anterior. La descripción del sistema comienza analizando en la primera sección el módulo básico de cualquier sistema sensorial ultrasónico, el transductor. Las características de la respuesta de este dispositivo y del circuito electrónico encargado de su excitación determinan el esquema de modulación más adecuado para transmitir de manera eficiente los códigos descritos anteriormente. Este esquema de modulación debe cumplir con dos requisitos adicionales:

Por un lado, dado que el sistema debe operar en entornos que pueden cambiar rápidamente, la modulación debe permitir la emisión simultánea de todas las secuencias de cada conjunto. De este modo los cambios que se produzcan en el entorno tendrán el mismo efecto sobre todas las secuencias del conjunto, un hecho fundamental si se tiene en cuenta que la capacidad de detección del sistema está basada en la propiedad de complementariedad de estas secuencias.

Por otro lado, en vista del marcado efecto que una atmósfera turbulenta puede tener sobre la señal ultrasónica, la modulación debe permitir también la emisión de estas señales en un tiempo lo suficientemente pequeño como para que la señal no se haya deteriorado y pueda ser reconocida por los detectores.

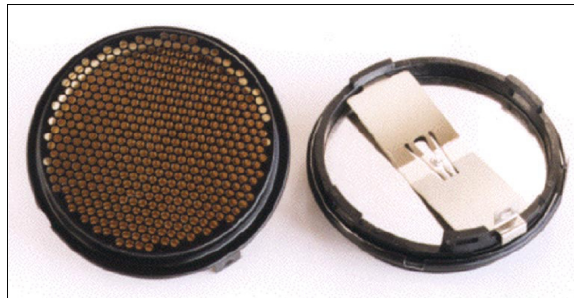
En la segunda sección se presenta un esquema de modulación que cumple estos tres requisitos y se analiza en detalle el módulo de detección para este tipo de señales, cuyo bloque básico es el correlador eficiente ESSC descrito en el capítulo anterior. La demodulación asíncrona de la señal ultrasónica hace necesaria la participación de sistemas detectores de picos a la salida de los correladores, y varios sistemas de este tipo son descritos igualmente

en este apartado.

En la tercera sección se presentan varias simulaciones cuyo objetivo es el de caracterizar propiedades tan importantes del sistema como la inmunidad al ruido, la resolución espacial y la capacidad de operación multi-modo. Finalmente, en la última sección se analiza el comportamiento del sistema propuesto en el exterior, estudiando el efecto que las turbulencias pueden tener sobre la señal ultrasónica codificada y el proceso de detección por correlación. Este análisis se ha realizado desde un punto de vista tanto experimental, realizando la emisión continua de señales codificadas en diferentes condiciones meteorológicas, como teórico, adaptando a este tipo de señales el modelo para una atmósfera turbulenta que fue propuesto en el capítulo 3.

## 5.1. El transductor ultrasónico

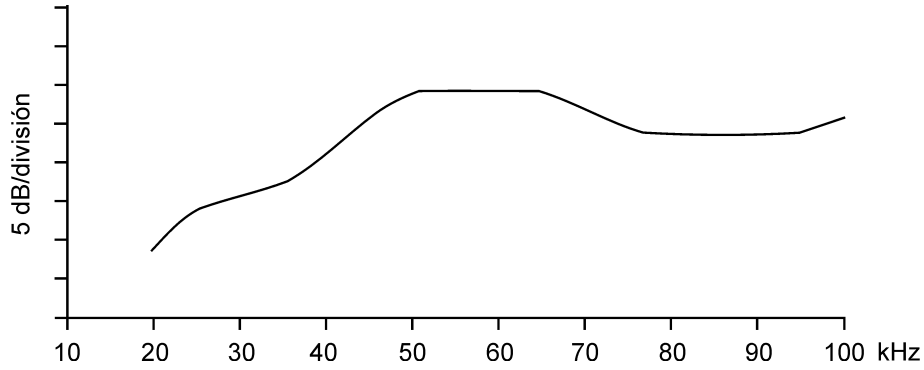
El transductor ultrasónico empleado en el sistema desarrollado es el transductor electrostático de Polaroid de la serie 600 (figura 5.1). Este dispositivo es capaz de dar un nivel de fuente de  $107\text{ dB}$  a  $50\text{ kHz}$  cuando es excitado con una señal de  $150\text{ V}$  de amplitud con una polarización de  $150\text{ V}$  [Pol99].



**Figura 5.1:** Transductor electrostático de Polaroid (serie 600).

El mecanismo de transducción del Polaroid está basado en la unión de una lámina plástica con una de sus caras metalizada y una placa metálica ranurada. Esta última es fija y se mantiene presionada con la lámina plástica gracias a la elevada tensión de polarización, lo que provoca la aparición de un conjunto de condensadores anulares concéntricos, uno por cada ranura de la placa. Las variaciones de tensión entre la placa ranurada y la cara metalizada de la lámina plástica provocan variaciones en la carga inducida en estos condensadores, lo que se traduce en vibraciones de la placa plástica.

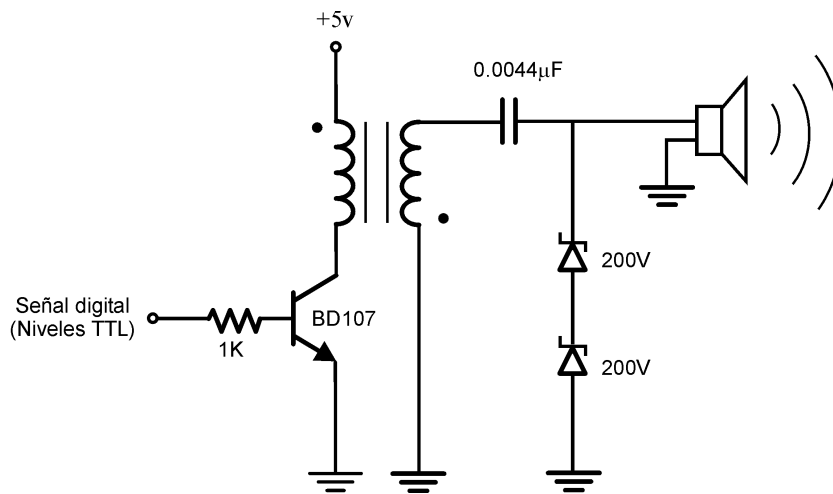
La respuesta en frecuencia de este transductor cuando actúa como emisor es la que aparece representada en la figura 5.2. Este curva representa el comportamiento de un filtro paso-banda con una frecuencia de resonancia entre  $50$  y  $60\text{ kHz}$  y un ancho de banda en torno a  $25\text{ kHz}$ .



**Figura 5.2:** Respuesta en transmisión del transductor Polaroid [Pol99].

No obstante, es importante tener en cuenta que la electrónica utilizada para excitar al transductor puede modificar notablemente la respuesta en frecuencia mostrada en la figura anterior. La etapa de excitación utilizada en esta tesis está formada por un transistor de potencia BD107 más un transformador cuyo bobinado primario está conectado al colector del transistor, tal y como muestra la figura 5.3.

La señal eléctrica a transmitir es introducida en la base del transistor como una señal digital de niveles TTL a través de una resistencia de  $1\text{ k}\Omega$ , lo que provoca que el transistor conmute entre corte y saturación a la frecuencia de esta señal. La relación de espiras del transformador es tal que a la salida del bobinado secundario se obtiene una señal con una componente DC en torno a  $200\text{ V}$  y una amplitud en AC de  $\pm 200\text{ V}$  para frecuencias en torno a  $50\text{ kHz}$ . El condensador que aparece en serie con el bobinado secundario se utiliza para ajustar el valor de la frecuencia de resonancia del circuito RLC que aparece a la salida. La pareja de diodos Zener evita que el transductor sea excitado con una tensión por encima de  $400\text{ V}$  que podría causarle un daño irreversible.

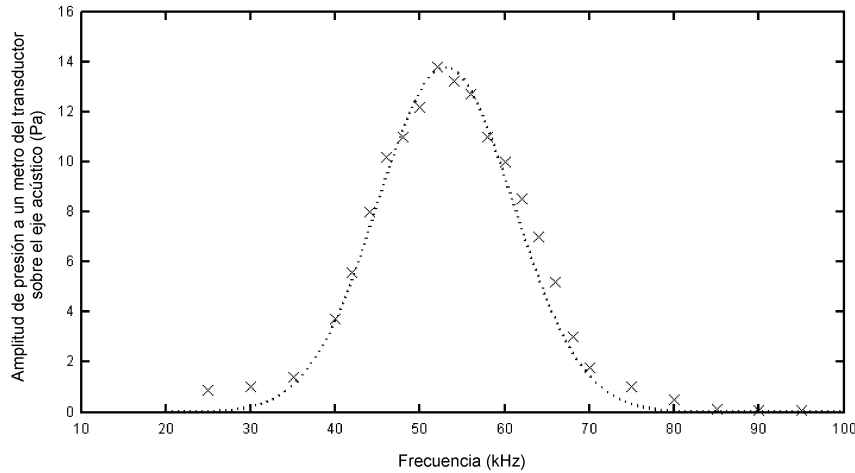


**Figura 5.3:** Etapa de excitación del transductor Polaroid.

Con objeto de obtener la respuesta en frecuencia del sistema completo (etapa de potencia-transductor), se ha llevado a cabo un análisis experimental midiendo la amplitud de presión generada a un metro de distancia del transductor sobre su eje acústico para distintas frecuencias de la señal digital de entrada. Los resultados de este análisis son los que aparecen representados en la figura 5.4. Este comportamiento de magnitud se ajusta bastante bien a un modelo gaussiano definido como:

$$|\mathcal{H}_{pol}(f)| = 13.76 \cdot \exp \left\{ -\frac{(f - f_r)^2}{1.28 \cdot 10^8} \right\} \quad (5.1)$$

que aparece representado igualmente en la figura 5.4 como una línea de puntos. Este modelo caracteriza el comportamiento de un filtro paso-banda con una frecuencia de resonancia  $f_r = 53 \text{ kHz}$  y un ancho de banda en torno a  $14 \text{ kHz}$  que es del que se dispone para la emisión. Como puede deducirse fácilmente a partir de esta figura o de (5.1), el nivel de fuente obtenido en la práctica a  $50 \text{ kHz}$  está en torno a  $113 \text{ dB}$ .



**Figura 5.4:** Respuesta en frecuencia del módulo de emisión.

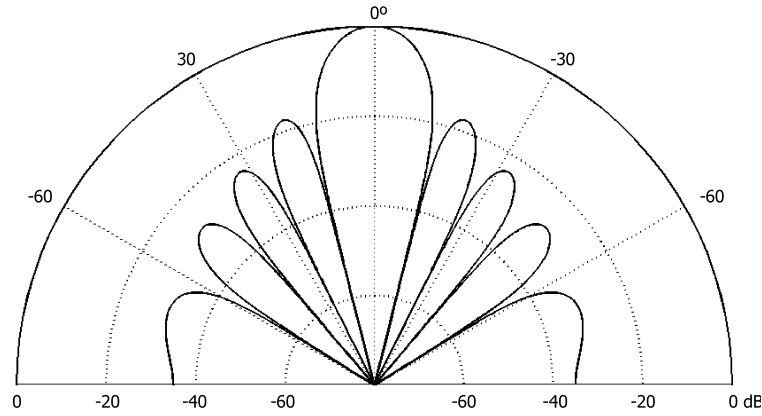
Finalmente, es importante también tener en cuenta que las curvas anteriores describen el comportamiento en frecuencia del transductor a lo largo del eje acústico. Si se desea conocer este comportamiento en otra dirección es necesario considerar el patrón de emisión característico del transductor  $D(\varphi, \theta)$ , que para el caso del transductor Polaroid es virtualmente idéntico al de un pistón circular simple introducido en la sección 3.1.1.

$$D(\theta) = \frac{2J_1(k \cdot a \sin \theta)}{k \cdot a \sin \theta} \quad (5.2)$$

donde  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda;  $J_1$  es la función de Bessel de primera especie y orden uno; y  $a$  representa el radio del pistón, igual a  $1.7 \text{ cm}$  en este caso.

La figura 5.5 muestra este patrón de emisión para una frecuencia de  $50 \text{ kHz}$  y una temperatura de  $18^\circ \text{C}$ . El problema es que, tal y como puede observarse claramente en (5.2),





**Figura 5.5:** Patrón de emisión del transductor Polaroid a 50  $kHz$  ( $T = 18^{\circ}C$ ).

este patrón es característico para cada frecuencia considerada, de modo que la respuesta en frecuencia del transductor en una dirección distinta del eje acústico puede llegar a ser muy diferente de la representada en la figuras 5.2 y 5.4.

Peremans [Per94] comprobó que en un sistema ultrasónico de compresión de pulsos donde las señales son moduladas con una frecuencia de portadora  $f_0$ , la dependencia de la respuesta en frecuencia del transductor con la dirección es importante sólo en el entorno más próximo de los ángulos donde aparecen los nodos en el patrón de emisión de la frecuencia  $f_0$ . Si la detección se realiza para uno de estos ángulos, la deformación de los ecos recibidos como consecuencia del efecto de filtrado del transductor puede dar lugar a la aparición de dos picos de correlación a la salida del filtro acoplado, lo que dificulta la medida del momento exacto en que el pulso es recibido.

## 5.2. Modulación y detección de la señal ultrasónica

Las características que debe tener un esquema de modulación adecuado para transmitir las secuencias complementarias a través del sistema ultrasónico propuesto pueden resumirse en cuatro puntos:

- Debe permitir la emisión del conjunto de cuatro secuencias en un tiempo menor que el tiempo de coherencia de la atmósfera, para evitar así que el efecto de las turbulencias sobre la señal la haga completamente irreconocible por el receptor.
- Debe, en la medida de lo posible, permitir la emisión simultánea de las cuatro secuencias de cada conjunto, para que los cambios en el entorno afecten por igual a estas cuatro secuencias, minimizando así los efectos negativos sobre su propiedad de complementariedad.
- Debe ajustarse a la respuesta en frecuencia del transductor utilizado que, como se ha

visto en la sección anterior, puede caracterizarse como la de un filtro paso-banda con una frecuencia de resonancia en torno a los 50 kHz y un ancho de banda de unos 14 kHz.

- Finalmente, debe ajustarse a las necesidades de la electrónica empleada en la excitación del transductor, esto es, debe ser una señal digital de dos niveles TTL.

Durante el desarrollo de esta tesis se ha realizado una intensa búsqueda de un esquema de modulación adecuado que permita la emisión eficiente del mayor número de bits en el menor tiempo posible. En este sentido se han considerado esquemas de modulación tales como QPSK doble, 8PSK, e incluso un novedoso esquema basado en el uso de cuatro símbolos ortogonales (modulación 4D) que durante un tiempo fue considerado como el más adecuado [ÁUM<sup>+</sup>04, ÁUG<sup>+</sup>04].

Sin embargo, finalmente se observó que en un sistema de detección como el que se describe seguidamente en la sección 5.2.2, donde las señales son demoduladas de forma asíncrona mediante correlación con el símbolo de modulación, el incremento en la ganancia de proceso que se obtiene aumentando el número de bits transmitidos en un ciclo de portadora se ve reducido en la misma cantidad al disminuir la energía transmitida por bit y los mismos resultados que se obtienen emitiendo secuencias de  $4L$  bits con una modulación 4D se obtienen emitiendo en el mismo tiempo secuencias de  $L$  bits con una clásica modulación BPSK. Esta última, que es la que mantiene el espectro más estrecho en torno a la frecuencia de portadora cuando se utilizan símbolos de igual duración, es la que finalmente ha sido escogida para el sistema de compresión de pulsos propuesto. Una descripción más detallada de los distintos esquemas de modulación analizados puede encontrarse en el apéndice B.

### 5.2.1. Modulación BPSK

La modulación BPSK ha sido ya utilizada para la transmisión de códigos binarios en sistemas s3nar de compresión de pulsos [PAC93, Ure98]. Cada bit del código se modula con un símbolo formado por uno o varios ciclos de una portadora cuya fase ( $0$  3  $\pi$ ) viene determinada por el valor del bit. Así, si  $X = [x_0, x_1, \dots, x_{L-1}]$  es un código binario de  $L$  bits  $x_i = \pm 1$ , y  $s(t)$  con  $0 \leq t < M \cdot T$  es un símbolo formado por  $M$  ciclos de una portadora de frecuencia  $f_p = 1/T$ , la señal modulada BPSK puede expresarse como:

$$m(t) = s(t) * \sum_{i=0}^{L-1} x[i] \cdot \delta(t - i \cdot M \cdot T) = \sum_{i=0}^{L-1} x[i] \cdot s(t - i \cdot M \cdot T) \quad (5.3)$$

$$0 \leq t < (L - 1) \cdot M \cdot T$$

esto es, la convolución del símbolo de modulación con un tren de deltas distanciadas la duración del símbolo y ponderadas con los bits de la secuencia. La transmisión simultánea de las cuatro secuencias de cada conjunto se ha realizado intercalando los bits de las cuatro

secuencias para generar de este modo una única secuencia de  $4 \cdot L$  bits:

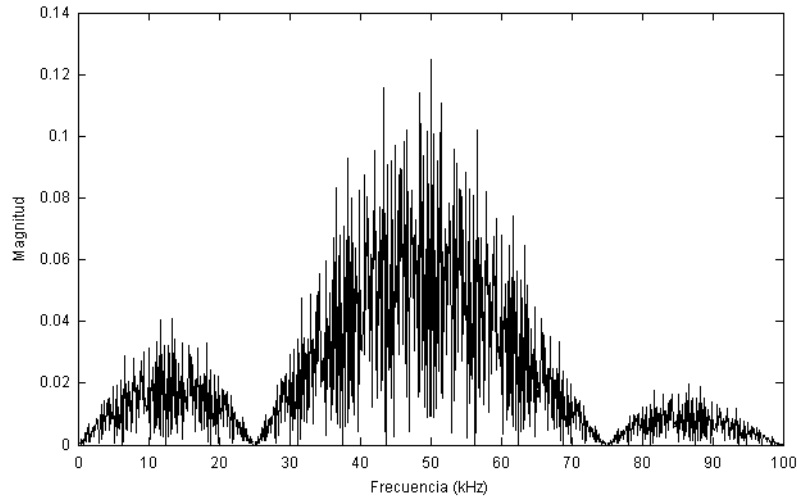
$$\left. \begin{aligned} a &= [a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_L] \\ b &= [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_L] \\ c &= [c_1 \ c_2 \ \cdots \ c_L] \\ d &= [d_1 \ d_2 \ \cdots \ d_L] \end{aligned} \right\} \Rightarrow x = [a_1 \ b_1 \ c_1 \ d_1 \ \cdots \ a_L \ b_L \ c_L \ d_L] \quad (5.4)$$

Teniendo en cuenta que cada periodo de una portadora de  $50 \text{ kHz}$  es de  $20 \mu\text{s}$ , el conjunto de cuatro secuencias debe ser transmitido con un máximo de 500 ciclos si se desea que la duración de esta emisión esté por debajo de los  $10 \text{ ms}$  que han sido fijados como límite para el tiempo de coherencia de la atmósfera con una distancia máxima de propagación de  $14 \text{ m}$ . Con este tipo de modulación la longitud máxima de las secuencias que pueden emitirse es de 64 bits, utilizando un símbolo de dos ciclos para dar un tiempo de emisión total de  $64 \times 4 \times 2 \times 20 \mu\text{s} = 10.24 \text{ ms}$ . La señal modulada puede expresarse finalmente como:

$$m(t) = \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot s(t - i \cdot 40 \mu\text{s}) \quad \text{para } 0 \leq t < 10.24 \text{ ms} \quad (5.5)$$

donde  $x[i]$  es la secuencia definida en (5.4).

La figura 5.6 muestra el espectro de magnitud de esta señal  $|\mathcal{M}(f)|$  para el conjunto de cuatro secuencias generado con la matriz de pesos  $W = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$ .



**Figura 5.6:** Espectro de la señal con modulación BPSK.

Este espectro de magnitud puede caracterizarse a través del centroide de frecuencia  $f_c$  y del ancho de banda centralizado  $B_c$  definidos como:

$$f_c = \frac{\int_0^\infty f |\mathcal{M}(f)|^2 df}{\int_0^\infty |\mathcal{M}(f)|^2 df} \quad (5.6a)$$

$$B_c^2 = \frac{\int_0^\infty (f - f_c)^2 |\mathcal{M}(f)|^2 df}{\int_0^\infty |\mathcal{M}(f)|^2 df} \quad (5.6b)$$

que para esta señal toman los valores  $f_c = 47.1 \text{ kHz}$  y  $B_c = 12.4 \text{ kHz}$ , consiguiendo de este modo una eficiente transmisión de la energía a través del conjunto etapa de excitación-transductor cuya respuesta en frecuencia aparece representada en la figura 5.4.

Finalmente, es importante recordar que la señal de entrada a la base del transistor que aparece en la etapa de excitación del transductor (figura 5.3), debe ser una señal digital de niveles TTL. Por este motivo la señal que modula el conjunto de cuatro secuencias es finalmente una versión digital de la señal definida en (5.5), que se obtiene con una portadora rectangular de  $50 \text{ kHz}$  en vez de con la portadora senoidal.

### 5.2.2. Demodulación BPSK y detección del conjunto de cuatro secuencias

Una vez recibida, la señal ultrasónica debe ser demodulada para extraer nuevamente las cuatro secuencias del conjunto y proceder a su correlación eficiente siguiendo el esquema de detección descrito en el capítulo anterior (figura 4.6). Al no disponer de ninguna referencia temporal, esta demodulación se realiza de forma asíncrona, muestreando la señal recibida con una frecuencia lo suficientemente elevada ( $f_s = 800 \text{ kHz}$ ) y correlándola digitalmente con el símbolo empleado en la modulación. La versión discreta en el tiempo de la señal BPSK definida en (5.5) es, para un periodo de muestreo de  $T_s = 1.25 \mu s$ :

$$m[k] = \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot s[k - 32i] \quad \text{para } k = 0, 1, \dots, 8191 \quad (5.7)$$

donde  $s[k] \neq 0$  para  $k = 0, 1, \dots, 31$ , ya que con este periodo de muestreo el número de muestras por símbolo de modulación es  $2 * 20 \mu s / 1.25 \mu s = 32$ . Si esta señal es correlada con un filtro digital acoplado al símbolo de la modulación se obtiene a la salida del filtro:

$$c[k] = \sum_{l=0}^{31} s[l] \cdot m[k + l - 31] \quad (5.8)$$

Llevando (5.7) a (5.8) se tiene:

$$\begin{aligned} c[k] &= \sum_{l=0}^{31} s[l] \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot s[k + l - 31 - 32i] = \\ &= \sum_{i=0}^{255} x[i] \sum_{l=0}^{31} s[l] \cdot s[k + l - 31 - 32i] = \\ &= \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot \phi_{ss}[k - 31 - 32i] \end{aligned} \quad (5.9)$$

donde se ha identificado la función de correlación aperiódica  $\phi_{xy}$  introducida en el capítulo anterior. A partir de esta expresión puede verse con claridad que a la salida del demodulador

se obtiene un nuevo bit de la secuencia  $x[n]$  cada 32 muestras:

$$c[32 \cdot m - 1] = \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot \phi_{ss}[32 \cdot (m - i) - 32] = \phi_{ss}[0] \cdot x[m - 1] \quad (5.10)$$

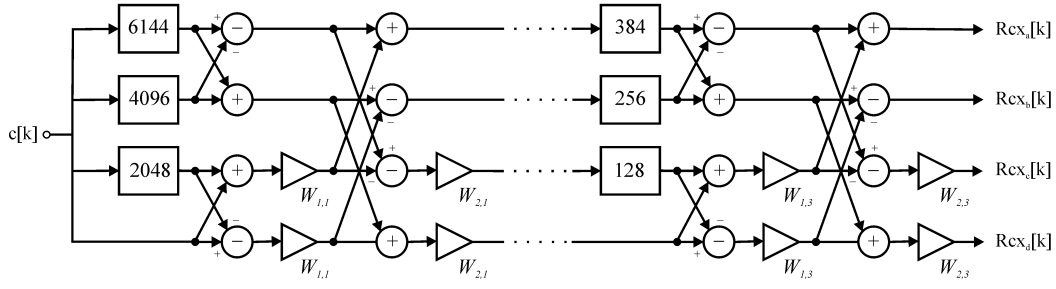
Teniendo en cuenta que la secuencia  $x$  se ha definido como el *interleaving* de las cuatro secuencias complementarias (5.4), el resultado anterior es equivalente a afirmar que los bits correspondientes a una misma secuencia complementaria se obtienen con una separación de 128 muestras entre ellos. Las correlaciones eficientes que deben llevarse a cabo a continuación para detectar el conjunto de secuencias (4.6), no deben realizarse directamente con las secuencias complementarias  $\{a, b, c, d\}$ , sino con versiones interpoladas con ceros de estas secuencias  $\{x_a, x_b, x_c, x_d\}$ , con un factor de interpolación igual a 128:

$$x_q[k] = \begin{cases} q[n] & \text{si } k = 128n \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, 63 \quad q \in \{a, b, c, d\} \quad (5.11)$$

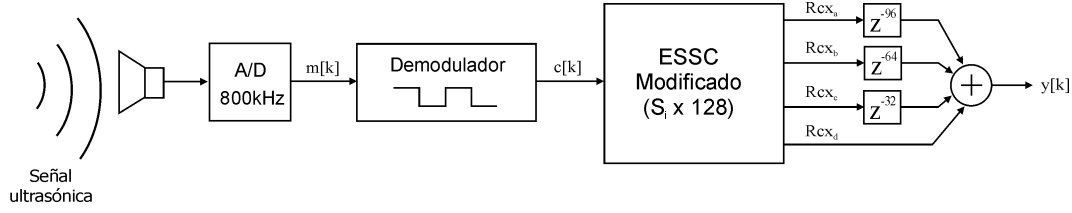
La correlación con estas secuencias puede realizarse también de forma eficiente con un ESSC modificado, donde todas las etapas de retardo han sido multiplicadas por el factor de interpolación tal y como muestra la figura 5.7. En esta figura puede verse igualmente que la permutación escogida para los retardos  $S_n$  es la permutación inversa  $[4^2, 4^1, 4^0]$  que minimiza el número de bits de memoria necesarios tal y como se vio en el capítulo anterior. Este correlador realiza la correlación simultánea de la secuencia de entrada con las cuatro secuencias complementarias del conjunto, de modo que es posible llevar directamente la secuencia de salida del demodulador (5.9) al ESSC modificado para ir obteniendo las autocorrelaciones deseadas en las cuatro ramas del correlador. Estas correlaciones pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} R_{cx_q}[k] &= \sum_{l=0}^{8064} x_q[l] \cdot c[k + l - 8064] = \sum_{n=0}^{63} q[n] \cdot c[k + 128n - 8064] = \\ &= \sum_{n=0}^{63} q[n] \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot \phi_{ss}[k + 128n - 32i - 8095] \quad q \in \{a, b, c, d\} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Es importante notar que estas autocorrelaciones se obtienen con un desfase de 32 muestras entre cada rama del ESSC y la rama inferior, de modo que es necesario añadir tres etapas de retardo adicionales a la salida de este sistema para finalmente realizar la suma en fase de las cuatro autocorrelaciones. La figura 5.8 muestra el diagrama de bloques completo del módulo de detección de un conjunto.



**Figura 5.7:** Correlador eficiente modificado empleado en el sistema de detección.



**Figura 5.8:** Diagrama de bloques del módulo de detección de un conjunto

La señal que se obtiene a la salida de este sistema vendrá dada entonces por:

$$\begin{aligned}
 y[k] &= R_{cx_a}[k - 96] + R_{cx_b}[k - 64] + R_{cx_c}[k - 32] + R_{cx_d}[k] = \\
 &= \sum_{n=0}^{63} a[n] \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot \phi_{ss}[k + 128n - 32i - 8191] + \\
 &+ \sum_{n=0}^{63} b[n] \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot \phi_{ss}[k + 128n - 32i - 8159] + \\
 &+ \sum_{n=0}^{63} c[n] \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot \phi_{ss}[k + 128n - 32i - 8127] + \\
 &+ \sum_{n=0}^{63} d[n] \sum_{i=0}^{255} x[i] \cdot \phi_{ss}[k + 128n - 32i - 8095]
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

Es fácil ver que esta señal alcanza su valor máximo en el mismo instante en que la última muestra de la señal  $m(t)$  es adquirida ( $k = 256 \times 32 - 1$ ), valor que viene dado por:

$$\begin{aligned}
 y[k = 8191] &= \phi_{ss}[0] \left\{ \sum_{n=0}^{63} a[n] \cdot x[4n] + \sum_{n=0}^{63} b[n] \cdot x[4n + 1] + \right. \\
 &+ \sum_{n=0}^{63} c[n] \cdot x[4n + 2] + \left. \sum_{n=0}^{63} d[n] \cdot x[4n + 3] \right\} = \\
 &= \phi_{ss}[0] \cdot \{\phi_{aa}[0] + \phi_{bb}[0] + \phi_{cc}[0] + \phi_{dd}[0]\} = 256 \cdot \phi_{ss}[0]
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

En este caso, a diferencia de lo que ocurre en el caso ideal representado en la figura 4.9 del capítulo anterior, la suma de las cuatro correlaciones de salida del ESSC no es nula

en los instantes distintos al de llegada de la última muestra. Esto quiere decir que, aún en ausencia de fuentes de ruido externas, el pico que marca la llegada de la señal emitida siempre aparece sobre un fondo de ruido *autoinducido* que es consecuencia del proceso de demodulación asíncrono de la señal.

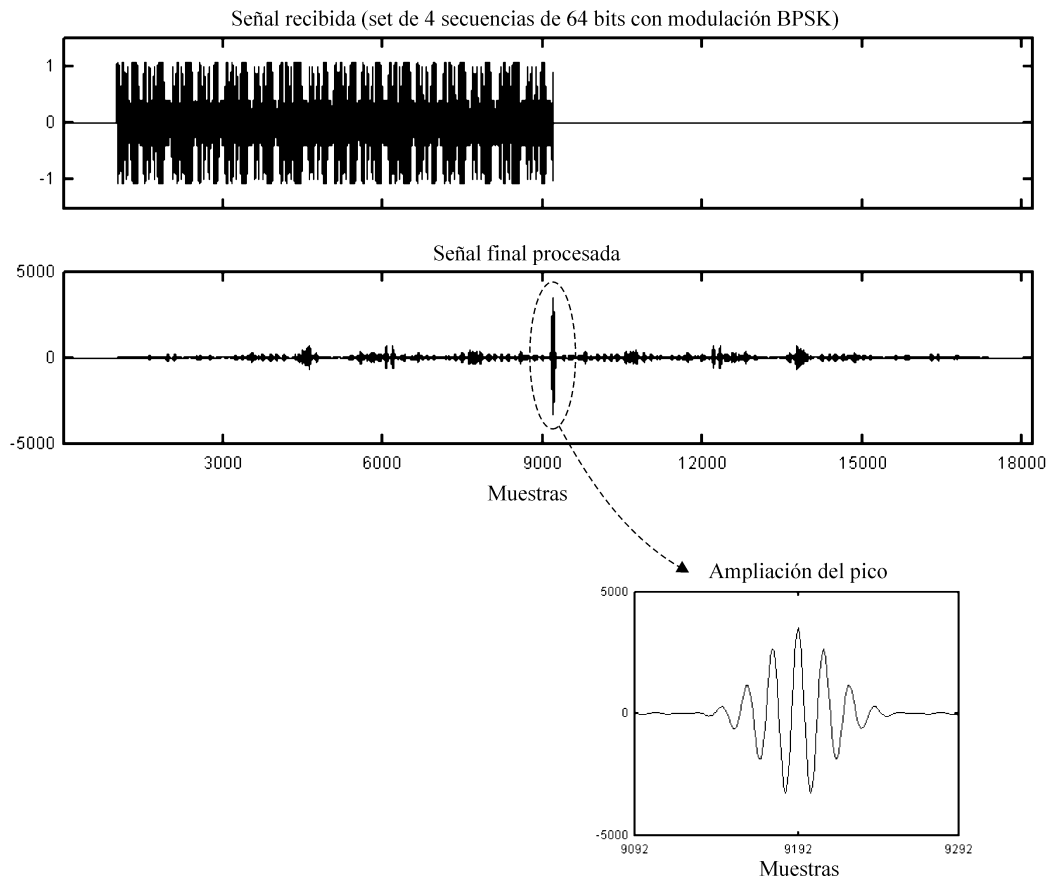
Este fenómeno puede verse claramente en la figura 5.9, donde se ha simulado la detección mediante el sistema de la figura 5.8 de un conjunto de cuatro secuencias complementarias de 64 bits en ausencia de ruido externo. En esta figura puede verse además que este ruido autoinducido es especialmente significativo en el entorno del pico principal, donde siempre se observan los efectos de la autocorrelación del símbolo empleado en la modulación. El tamaño de este entorno es el que determina en última instancia la resolución espacial del sistema, como se verá más tarde al analizar los sistemas de detección de picos.

La relación que existe entre el máximo pico lateral obtenido fuera del entorno cercano al pico principal y este pico principal es denominada SMR (*Sidelobe to Mainlobe Ratio*) y es una medida de la magnitud relativa del ruido autoinducido en la autocorrelación. Para el caso representado en la figura 5.9 se obtiene un valor de  $SMR = 0.2082$ , lo que indica que si dos señales se reciben solapadas es imposible detectar la de menor potencia cuando ésta es menor que aproximadamente el 20 % de la de la señal de mayor potencia. En este caso el ruido autoinducido en la correlación de la señal de mayor potencia enmascara por completo el pico principal obtenido en la correlación de la otra señal.

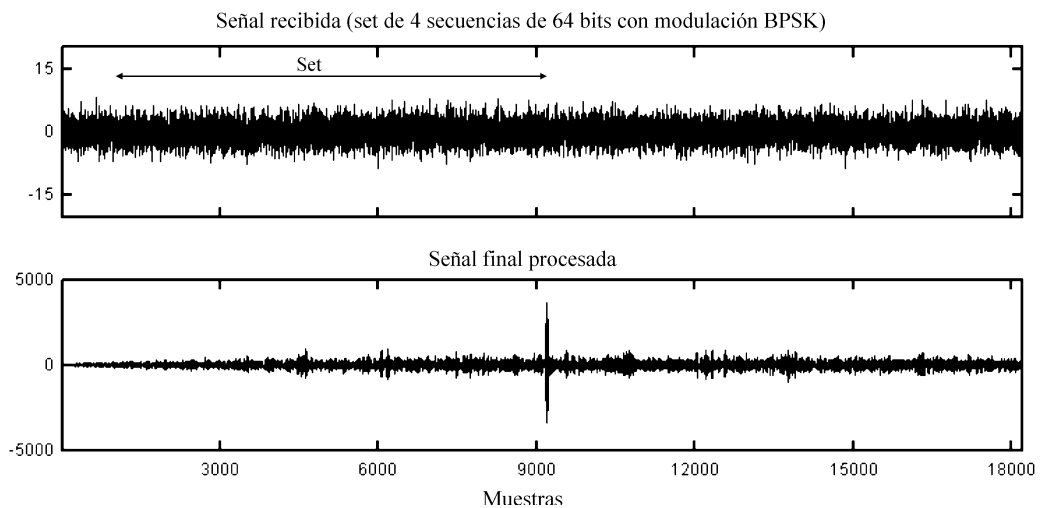
La figura 5.10 muestra el mismo proceso de detección que la figura 5.9 pero en ambiente muy ruidoso, con una relación señal-ruido a la entrada del detector tan baja como  $-12\text{ dB}$ . Como puede verse en esta figura el esquema de detección propuesto es muy robusto frente a fuentes de ruido externas ya que el SMR en este caso ha experimentado un mínimo incremento pasando a valer 0.2099, y ello a pesar de que el ruido externo a la entrada del detector tiene una potencia más de 15 veces superior a la de la propia señal.

Un efecto parecido se obtiene cuando la correlación se realiza con uno de los conjuntos ortogonales al que está acoplado el detector. La demodulación asíncrona de la señales recibidas tiene como consecuencia que la correlación cruzada entre dos conjuntos ortogonales no muestre el comportamiento ideal representado en la figura 4.10 y en su lugar aparezca un ruido de magnitud similar al que aparece en la autocorrelación.

Este hecho puede verse con claridad en las figuras 5.11 y 5.12 donde se ha simulado la respuesta del detector a un conjunto ortogonal en ausencia de ruido y con una relación señal-ruido de  $-12\text{ dB}$  a la entrada del detector respectivamente. En este caso, la relación que existe entre el pico de mayor tamaño obtenido en la correlación cruzada y el pico principal de la autocorrelación ( $\max(\phi_{xy}[n])/\phi_{xx}[0]$ ) puede tomarse como una medida de la magnitud relativa de este ruido. El valor que toma esta magnitud en los dos casos considerados anteriormente es de 0.2058 y 0.2094, valores muy semejantes a los del SMR en las mismas condiciones de ruido externo. Se han realizado un conjunto de simulaciones con objeto de determinar los valores máximos de  $SMR$  y  $\max(\phi_{xy}[n])/\phi_{xx}[0]$  que se obtienen para

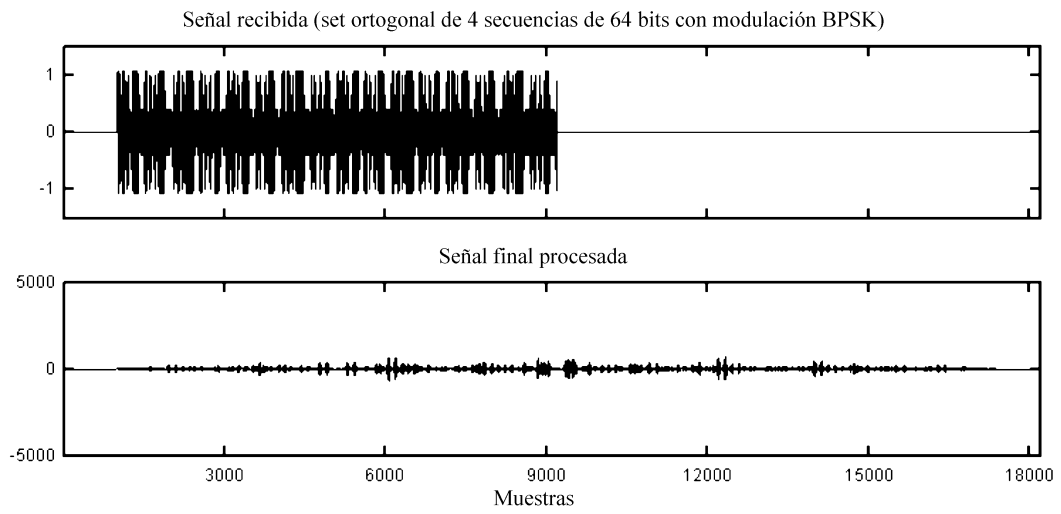


**Figura 5.9:** Detección de un conjunto de cuatro secuencias en ausencia de ruido externo.

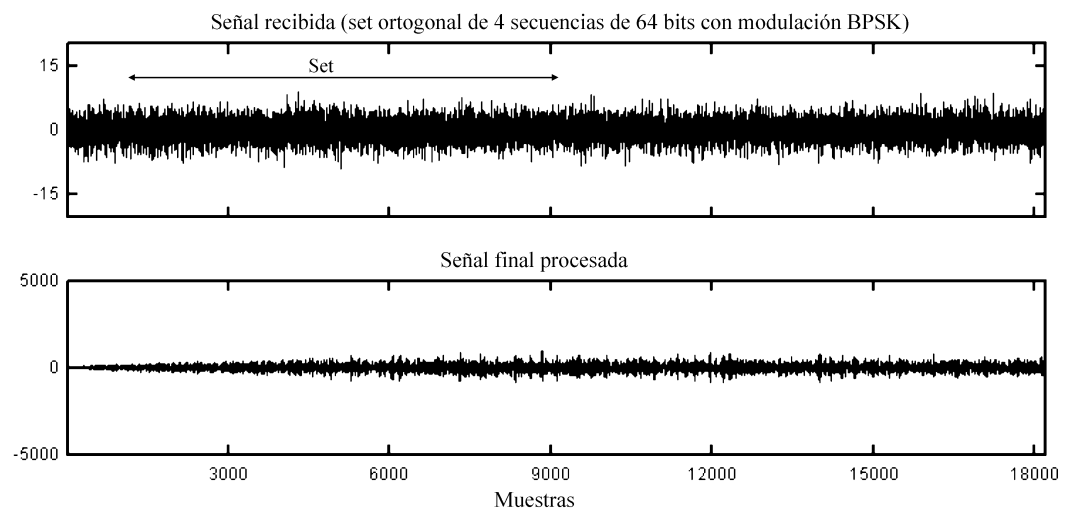


**Figura 5.10:** Detección de un conjunto de cuatro secuencias en un ambiente ruidoso ( $SNR = -12\text{ dB}$ ).





**Figura 5.11:** Respuesta del módulo detector a un conjunto ortogonal en ausencia de ruido.



**Figura 5.12:** Respuesta del módulo detector a un conjunto ortogonal con  $SNR = -12dB$

distintas condiciones de ruido y considerando la emisión de los cuatro conjuntos posibles. Los resultados obtenidos aparecen resumidos en la tabla 5.1.

$SNR (dB)$	$SMR$	$\max(\phi_{xy}[i])/\phi_{xx}[0]$
$\infty$	0.2124	0.2195
18	0.2134	0.2206
12	0.2139	0.2227
6	0.2179	0.2241
0	0.2208	0.2327
-6	0.2365	0.2586
-12	0.3171	0.3182
-18	0.4337	0.5558
-22	0.8047	0.9474

**Tabla 5.1:** Valores máximos obtenidos para  $SMR$  y  $\max(\phi_{xy}[n])/\phi_{xx}[0]$  en distintas condiciones de ruido externo.

### 5.2.3. Sistemas de detección de picos

Finalmente, en el sistema compresor de pulsos el módulo detector debe validar el instante de llegada de las señales recibidas mediante la detección de los picos que se obtienen a la salida de los correladores. La forma más simple de validar estos instantes de llegada es mediante la aplicación de un umbral estático  $U_e$ , de manera que todas las muestras que superan dicho umbral se convierten en posibles candidatos que serán definitivamente validados como instantes de llegada en el caso de que no exista otro candidato de mayor valor ubicado en la vecindad del mismo. De este modo se elimina el riesgo de validar los lóbulos laterales que aparecen siempre en el entorno de los picos de correlación, tal y como se ha visto en la figura 5.9. El algoritmo de post-proceso que se realiza mediante la aplicación de un umbral estático puede ser descrito con el siguiente pseudocódigo:

```

Si  $y[n] > U_e$  y  $y[n] \geq y[n+m] \ \forall m \in \{-F_0, -F_0+1, \dots, F_0-1, F_0\}$  entonces
     $p[n] = 1$ 
sino
     $p[n] = 0$ 
fin si

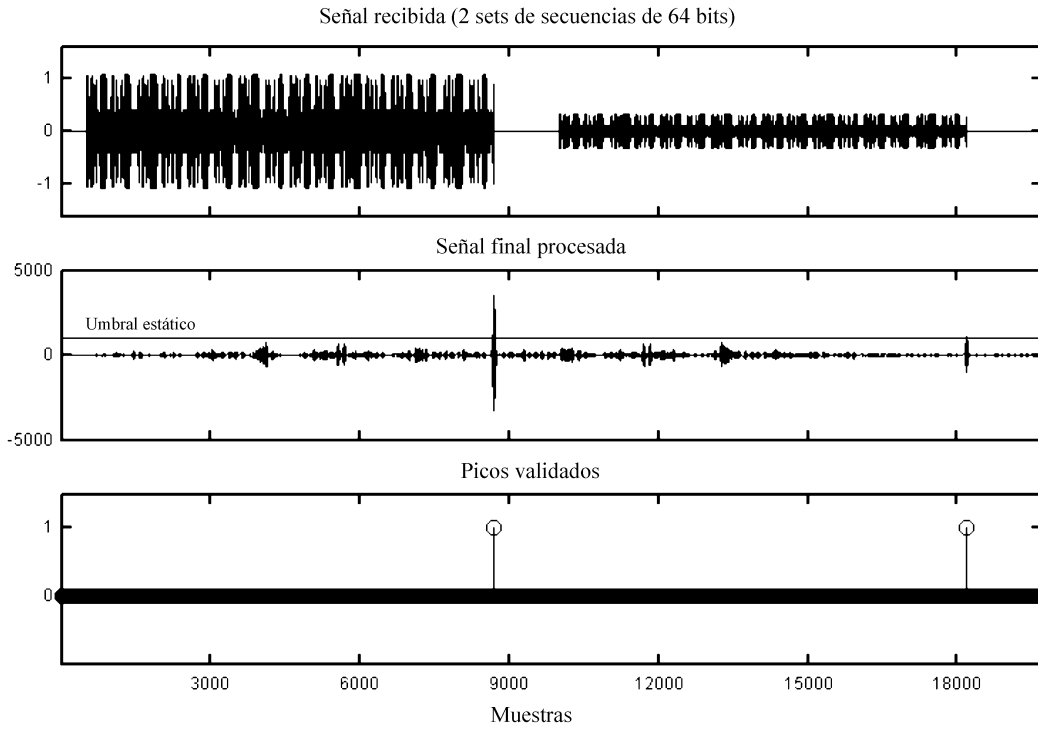
```

donde  $y[n]$  y  $p[n]$  representan las señales de salida del correlador y del detector de picos respectivamente; y  $2 \cdot F_0 + 1$  es el tamaño en muestras de la ventana de análisis.

Es importante notar que el tamaño de esta ventana determina la resolución espacial del sistema, como se verá con mayor claridad en la sección 5.3.2. Teniendo en cuenta que los lóbulos aparecen con una separación entre ellos de 16 muestras, el tamaño de la ventana de

análisis para eliminar el efecto de los lóbulos laterales debe ser, como mínimo, de  $16 \times 2 + 1 = 33$  muestras.

Por otro lado, el valor del umbral estático debe ser lo suficientemente elevado como para que no se validen picos procedentes del ruido autoinducido de las correlaciones y lo suficientemente bajo como para que puedan validarse señales poco energéticas. Un umbral razonable para el sistema descrito en esta sección debería tener un valor ligeramente superior al ruido autoinducido generado en la autocorrelación del eco ideal, definiendo este eco como aquel recibido en ausencia de ruido y cuya amplitud se ajusta al máximo rango permitido. Por simplicidad se supondrá de ahora en adelante que este rango es  $(-1, +1)$ . La figura 5.13 muestra la validación con un umbral estático de valor  $U_e = 700$  de dos señales de distinta energía recibidas en ausencia de ruido externo. En esta figura la energía de la segunda señal recibida es un 30 % de la energía de la primera señal (eco ideal).



**Figura 5.13:** Ejemplo de validación de dos señales con umbral estático.

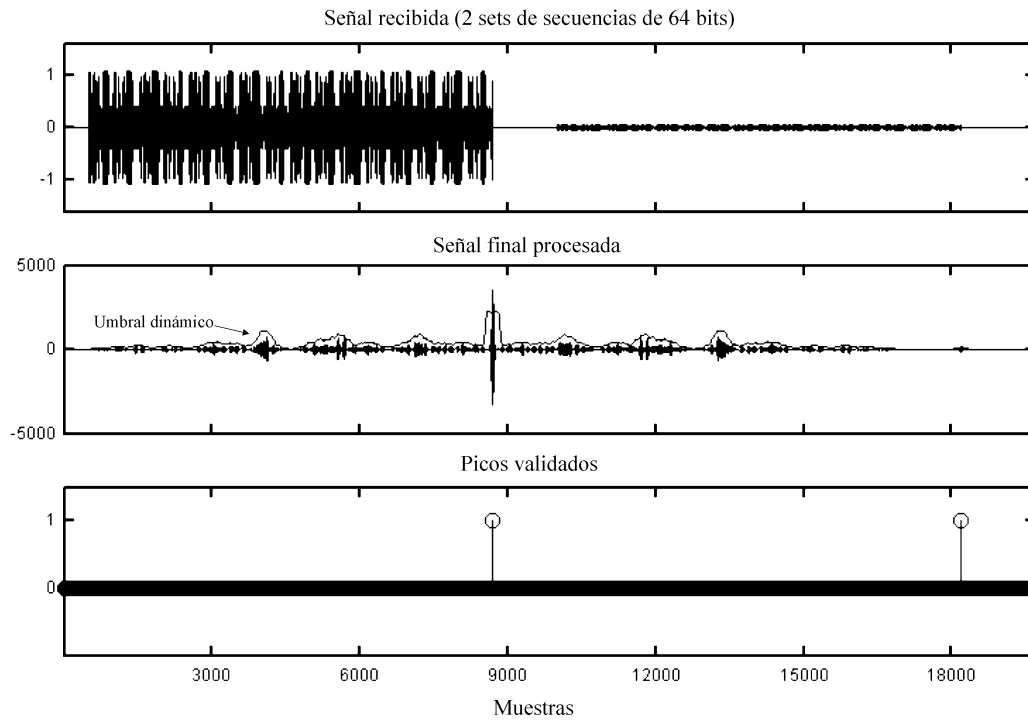
El mayor inconveniente que presenta la umbralización estática es la imposibilidad de detectar señales con una energía menor que aproximadamente el 25-30 % de la energía del eco ideal. Este hecho supone un límite muy importante para el rango de distancias en las que puede operar el sistema dada la fuerte atenuación sufrida por el ultrasonido en el aire, fenómeno que ha sido descrito en detalle en el capítulo 2. Aún peor, tampoco será posible la detección de obstáculos cercanos que no sean buenos reflectores de la señal.

Una importante mejora de estos resultados se obtiene mediante la aplicación de un um-

bral dinámico, cuyo valor es recalculado para cada nueva muestra o grupo de muestras. Aunque existen infinitas posibilidades a la hora de definir este tipo de umbral, la idea es siempre la misma: debe permanecer por encima de los niveles de ruido adaptándose a estos niveles y ser sólo superado por los picos principales de la autocorrelaciones, independientemente de la potencia de la señal recibida. Para ello se define una ventana de análisis alrededor de cada muestra y se calcula el valor de una función determinada sobre todas las muestras que caen dentro de esta ventana. Tanto el tamaño de la ventana de análisis como la función a aplicar sobre las muestras deben ser determinados de modo experimental, escogiendo aquellos valores que proporcionan mejores resultados para un sistema en particular.

La figura 5.14 muestra la validación con un umbral dinámico de dos señales de distinta energía recibidas en ausencia de ruido externo. En este caso la energía de la segunda señal recibida es un 5 % de la energía de la primera señal, de modo que no podría en modo alguno ser detectada por un umbral estático como el representado en la figura 5.13. El umbral dinámico que aparece en esta figura está definido sobre una ventana de análisis de 300 muestras y se ha obtenido como 5.5 veces el valor medio de los valores absolutos de estas muestras, esto es:

$$U_d[i] = \frac{5.5}{300} \sum_{i-150}^{i+149} |y[i]| \quad (5.15)$$



**Figura 5.14:** Ejemplo de validación de dos señales con umbral dinámico

El mayor inconveniente que presenta la umbralización dinámica es su dificultad para operar en tiempo real, ya que su implementación sobre una plataforma hardware no es una tarea sencilla. Además este tipo de umbral tampoco permite detectar señales de baja energía que se reciban solapadas con una de mayor energía, una situación bastante habitual en un sistema sónar.

Una tercera opción que ya ha sido utilizada con éxito por Hernández [Her03] consiste en realizar un tratamiento previo de la señal adquirida antes de que ésta sea demodulada y correlada, con el objeto de amplificar esta señal hasta los límites del rango máximo permitido. Esta amplificación es realizada dividiendo la señal de entrada en segmentos cuyo tamaño es también escogido de forma experimental para obtener los mejores resultados posibles. Finalmente, sobre la señal de salida de los correladores se aplica de nuevo un umbral estático como el definido al comienzo de esta sección.

La figura 5.15 muestra la validación con esta técnica de dos señales de distinta energía que son recibidas con un solapamiento del 57 % en ausencia de ruido externo. Al igual que en la figura 5.14 la energía de la segunda señal recibida es un 5 % de la energía de la primera señal, pero en este caso el solapamiento entre ambas señales hace imposible la validación de la segunda señal con un umbral dinámico, ya que éste se adaptaría al ruido autoinducido de la correlación de la primera señal, que está por encima del pico principal generado en la correlación de la segunda.

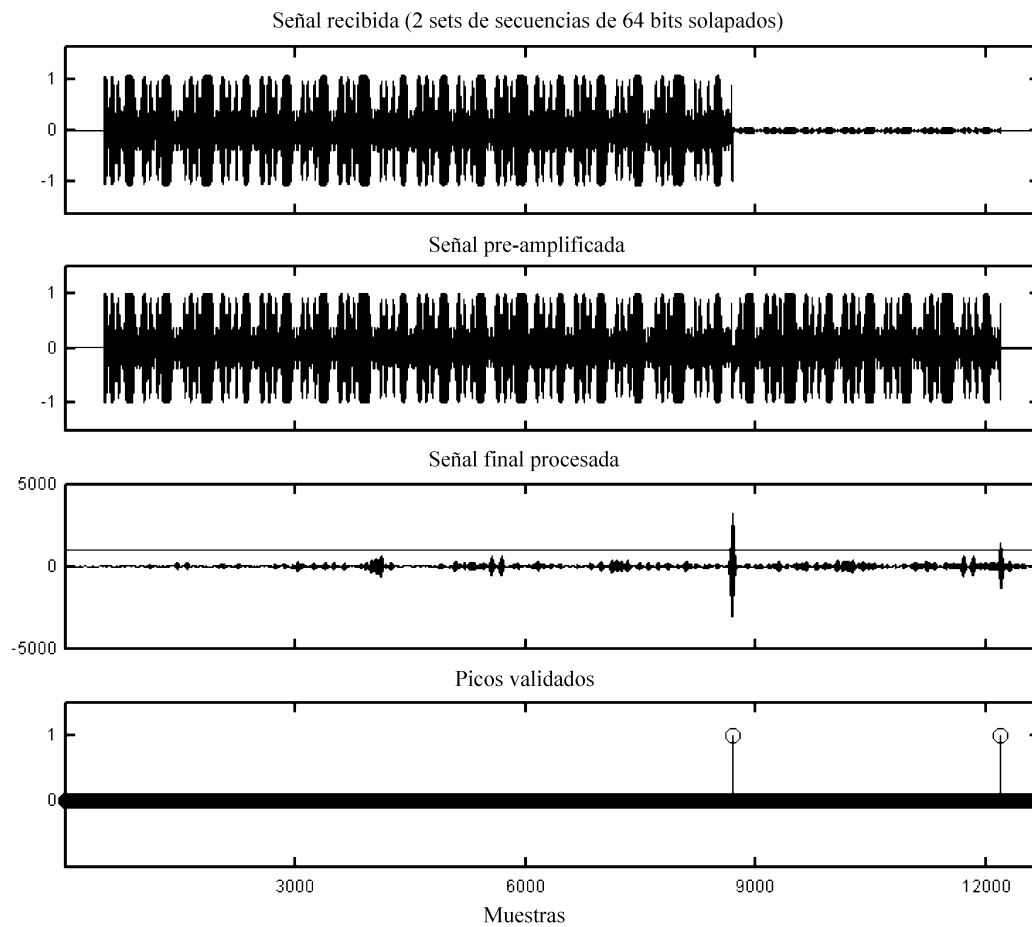
### 5.3. Caracterización del sistema

Una vez descrito en su totalidad el sistema de compresión de pulsos, en esta sección se caracterizan tres propiedades del mismo tan importantes como la inmunidad al ruido, la resolución espacial y la capacidad real de operación multimodo. Para ello se llevan a cabo una serie de simulaciones a partir de los modelos desarrollados para cada uno de los bloques que componen el sistema de detección: transductor, demodulador, ESSC modificado y detector de picos.

#### 5.3.1. Inmunidad al ruido

El filtro acoplado es, tal y como ya se ha indicado en la sección 4.1, el sistema ideal para detectar la presencia de una forma de onda conocida en un ambiente ruidoso, y la ganancia de proceso que se obtiene a la salida depende fundamentalmente de la energía de la señal transmitida.

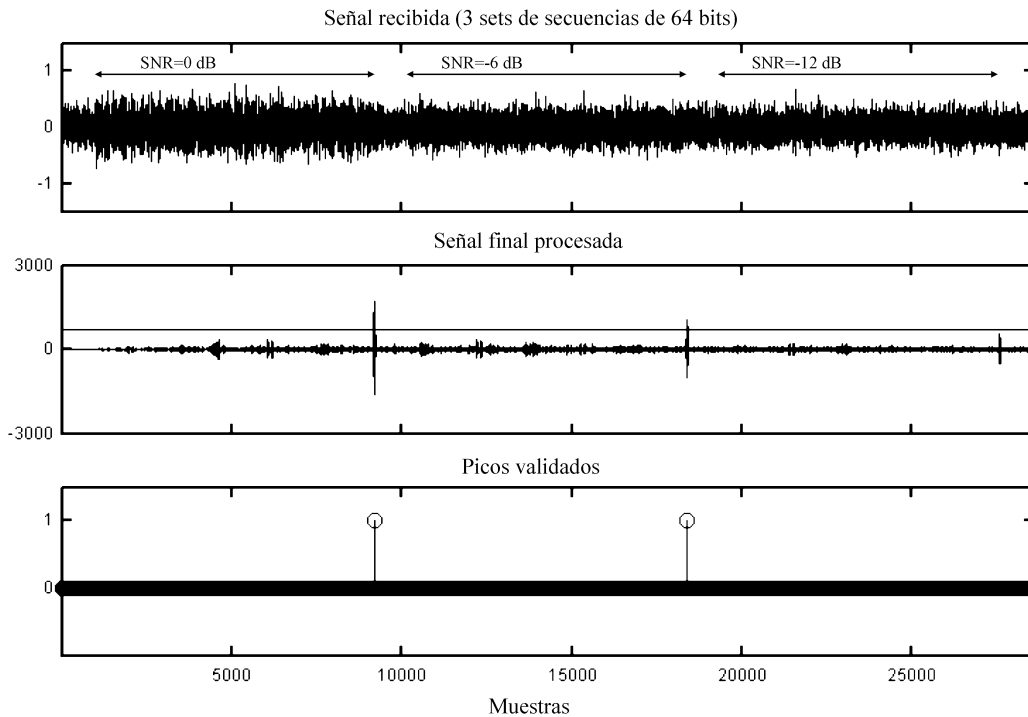
En el sistema propuesto es posible identificar con claridad los picos generados a la salida del correlador incluso con relaciones señal-ruido tan bajas como  $-22\text{ dB}$  (véase la tabla 5.1). No obstante, en la práctica, cuando la preamplificación digital y la umbralización estática son empleadas como sistema de detección de picos, el mínimo SNR admisible a la entrada



**Figura 5.15:** Ejemplo de validación de dos señales con preproceso

del detector viene determinado por el valor de este umbral. Nótese que, aunque se realice un tratamiento previo de la señal para llevarla al límite del rango permitido, si la potencia de ésta es menor que la del ruido, la amplificación se realiza en función del nivel del propio ruido, de manera que sigue existiendo un límite para la potencia mínima detectable en este caso.

Con el mismo valor umbral que el mostrado en las figuras 5.13 y 5.15 definido a partir del nivel del eco ideal, el límite inferior para el SNR es de  $-9\text{ dB}$ . Este hecho puede verse con claridad en la figura 5.16 donde se ha simulado la recepción de tres señales con  $SNR = 0$ ,  $-6\text{ dB}$  y  $-12\text{ dB}$  respectivamente. En el último caso ( $SNR < -9\text{ dB}$ ) el pico principal de la autocorrelación no supera el umbral de detección aunque la señal recibida ha sido preamplificada digitalmente. Esta notable reducción en el valor del mínimo SNR admisible es el precio a pagar por el uso de un sistema de detección de picos tan simple como el descrito, que presenta por otro lado la ventaja de que puede ser fácilmente implementado para conseguir la operación en tiempo real del sistema. Si éste no es un requisito de operación imprescindible, el desarrollo de un umbral dinámico adecuado, tal y como el descrito en la sección anterior, permitiría reducir este límite para el SNR.



**Figura 5.16:** Recepción de tres señales con  $SNR = 0\text{ dB}$ ,  $SNR = -6\text{ dB}$  y  $SNR = -12\text{ dB}$ .

### 5.3.2. Resolución espacial

Los efectos de la demodulación asíncrona de la señal son, como ya se ha comentado anteriormente, especialmente importantes en el entorno de los picos principales obtenidos a la salida del correlador, y son consecuencia de la autocorrelación del símbolo empleado en la modulación.

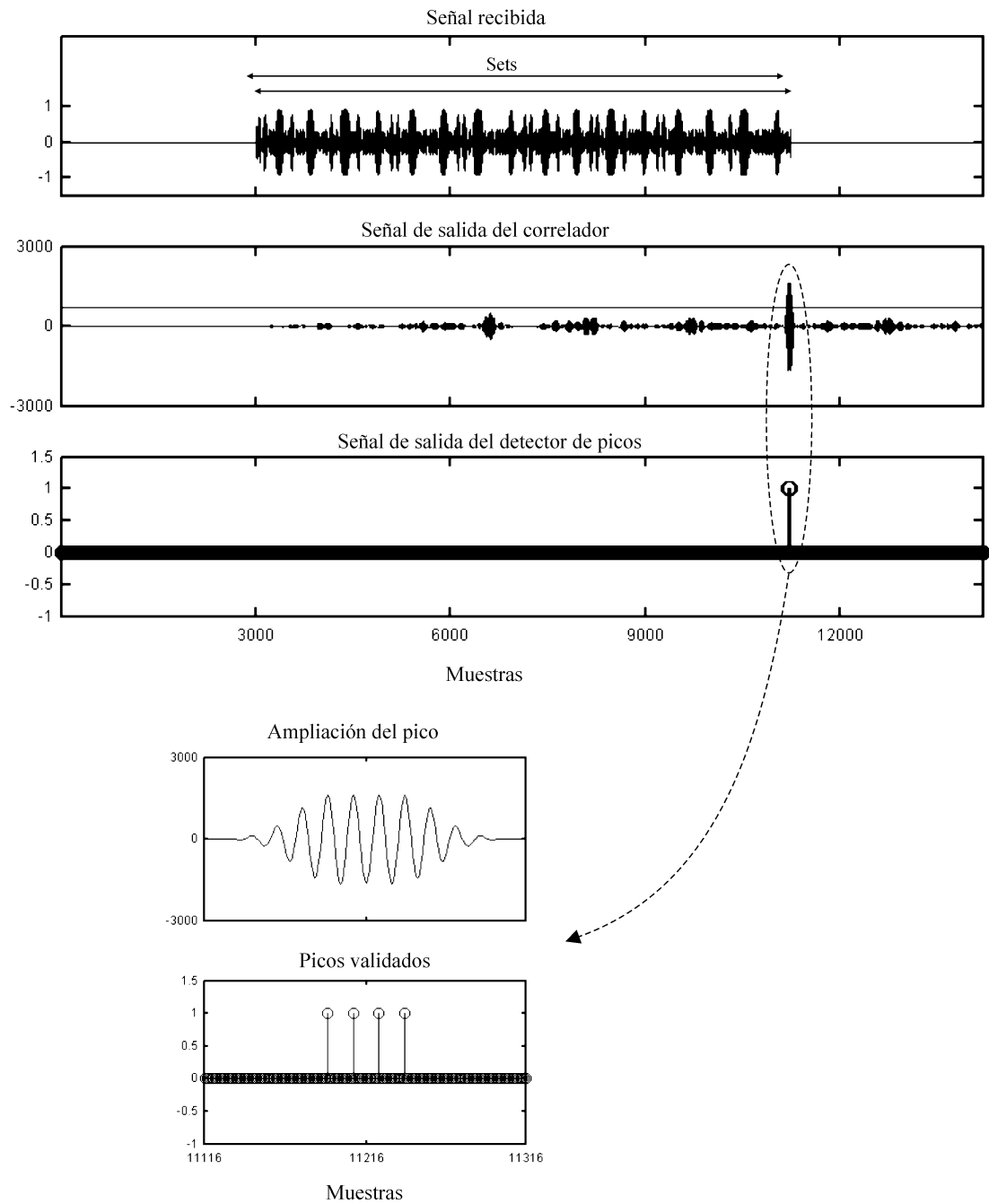
Este fenómeno supone un límite para la separación mínima que debe haber entre dos señales si se desea validar su llegada de forma independiente ya que, si ambas señales son recibidas con un retardo muy pequeño entre ambas, se produce el solapamiento de los lóbulos laterales de esta autocorrelación y la aparición de nuevos picos cuyo tamaño puede superar el de los propios picos principales.

El caso límite, que es el aparece representado en la figura 5.17, se produce cuando dos señales de idéntica energía son recibidas con una separación de 48 muestras (un símbolo y medio) entre ellas. En esta situación el solapamiento de los lóbulos laterales de ambas autocorrelaciones da lugar a la aparición de cuatro picos de igual tamaño con una separación de 16 muestras entre ellos, que son validados en ausencia total de ruido. En una situación más realista, con cierto nivel de ruido, puede ocurrir incluso que sólo se valide uno cualquiera de estos picos. La separación mínima entre dos señales debe ser por tanto de 49 muestras y la ventana de análisis empleada en la umbralización para descartar el efecto de estos lóbulos laterales tendrá un tamaño de  $2 \times 48 + 1 = 97$  muestras.

Esta separación mínima entre señales recibidas es un parámetro de especial importancia en los sistemas sónar, ya que está directamente relacionada con la resolución espacial del sistema, esto es, con la distancia mínima que debe existir entre dos objetos para que sean identificados de forma independiente. Teniendo en cuenta que la frecuencia de muestreo empleada por el sistema es de  $800\text{ kHz}$ , y asumiendo una velocidad de propagación para el sonido de  $343\text{ m/s}$  ( $20^\circ\text{C}$ ), las 49 muestras de separación mínima equivalen a un tiempo de  $61.25\text{ }\mu\text{s}$  que se corresponde con una resolución espacial de  $61.25 \times 343/2 = 1.05\text{ cm}$ . Este valor es similar al obtenido recientemente por Kleeman en un sistema sónar avanzado basado en una codificación de doble pulso [Kle04].

No obstante, es importante destacar que la naturaleza de los reflectores puede influir de modo determinante en la forma de onda de los ecos recibidos, lo que lleva a que en determinadas circunstancias un reflector pueda originar varios ecos. En este caso puede ser necesario incrementar el tamaño de la ventana de umbralización con la consiguiente pérdida de resolución espacial, adaptando de este modo el sistema al entorno de modo que todos los objetos del mismo generen un único eco.





**Figura 5.17:** Recepción de dos señales de idéntica energía con una separación de 48 muestras (un símbolo y medio) en ausencia de ruido.

### 5.3.3. Operación multimodo

Una de las principales aportaciones del nuevo esquema de codificación propuesto en esta tesis es la posibilidad de realizar hasta cuatro emisiones simultáneas que serán discriminadas por los receptores. La figura 5.18 muestra una representación esquemática del sistema completo con cuatro emisores y un receptor, que no es más que la adaptación al sistema ultrasónico del esquema de codificación genérico representado en la figura 4.6. En esta figura cada emisor tiene asociado un conjunto de cuatro secuencias complementarias de 64 bits que han sido generados con el algoritmo descrito en la sección 4.3.2, de manera que los cuatro conjuntos son mutuamente ortogonales entre sí. Estos conjuntos son modulados con el esquema de modulación BPSK descrito en la sección 5.2.1 y emitidos a través de los transductores Polaroid mediante la etapa de excitación representada en la figura 5.3.

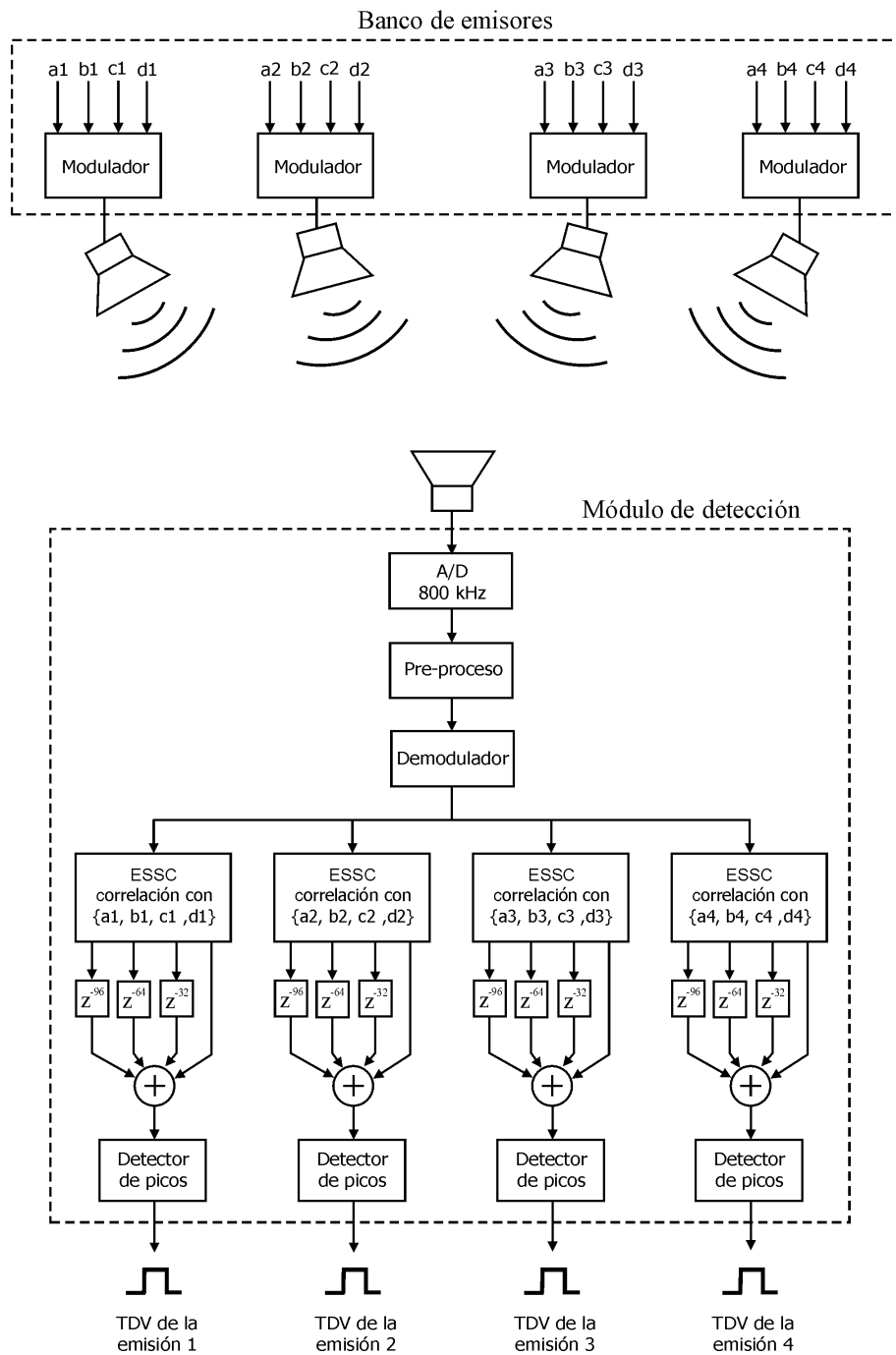
La señal recibida en el módulo detector es digitalizada a  $800\text{ kHz}$  y pre-procesada para llevarla al límite del rango permitido, antes de ser demodulada por el filtro acoplado a la versión rectangular del símbolo empleado en la modulación. Finalmente la señal de salida del demodulador es enviada a los cuatro ESSC modificados, cada uno de ellos acoplados a un conjunto diferente.

La figura 5.19 muestra los resultados obtenidos en las cuatro ramas del módulo detector (a la salida de los correladores) cuando se reciben los cuatro conjuntos ortogonales en ausencia de ruido y con una separación de 9000 muestras entre el comienzo de cada uno y el final del anterior. Como puede verse en esta figura, en cada rama del módulo detector se obtiene un máximo claramente identificable sólo cuando llega la señal acoplada al correlador correspondiente. Idénticos resultados se obtienen en presencia de ruido, tal y como puede observarse en la figura 5.20 donde se ha simulado la recepción de la misma señal que en la figura 5.19 pero con  $SNR = -9\text{ dB}$ .

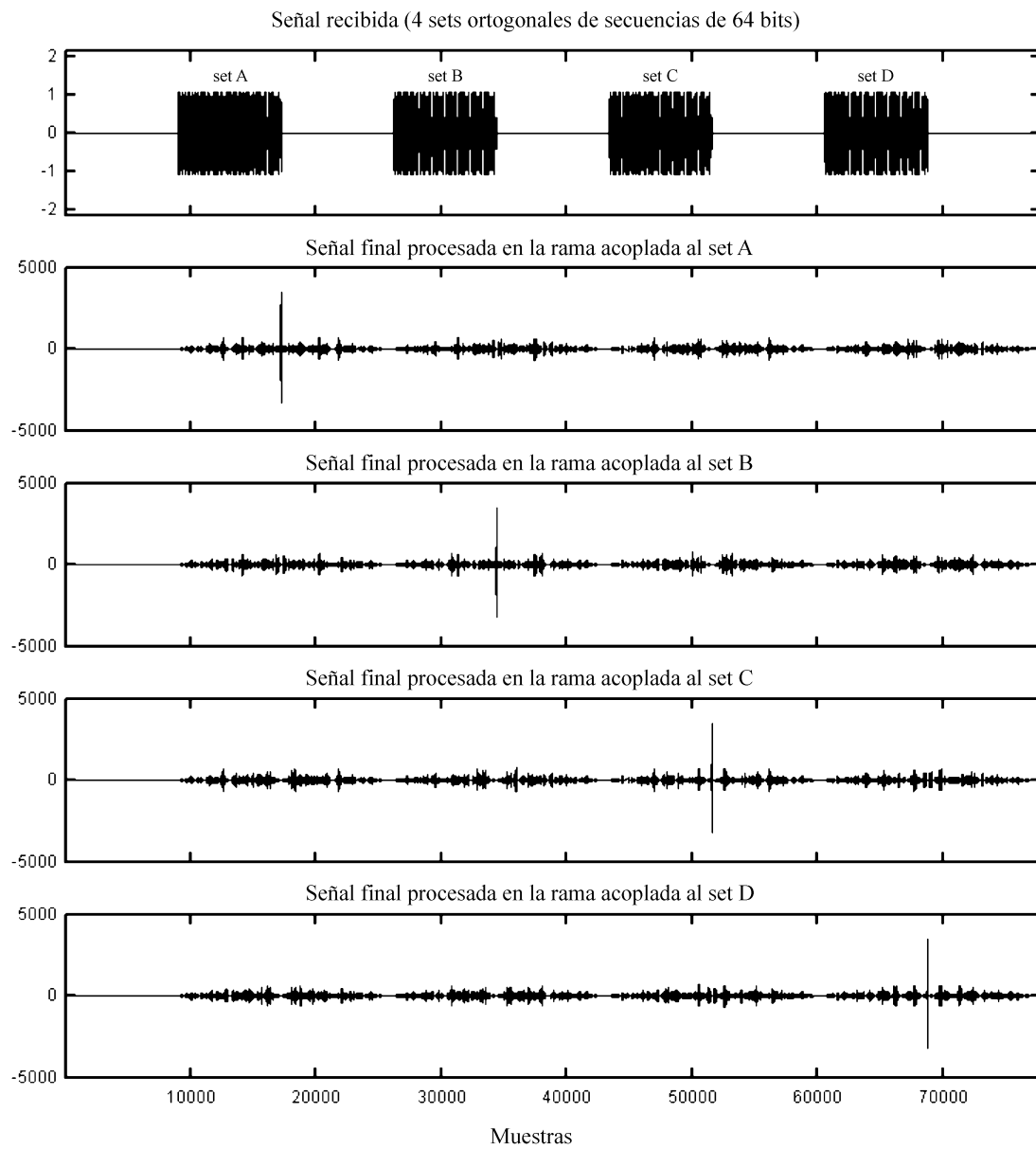
La correcta identificación de las señales recibidas se consigue incluso cuando éstas llegan completamente solapadas, siempre que no exista una gran diferencia de energía entre ellas. Esta situación es la que aparece representada en la figuras 5.21 y 5.22, donde se ha simulado la recepción simultánea de los cuatro conjuntos con un solapamiento del 90 % sin ruido y con  $SNR = -9\text{ dB}$  respectivamente.

## 5.4. Efecto de las turbulencias sobre la señal ultrasónica codificada

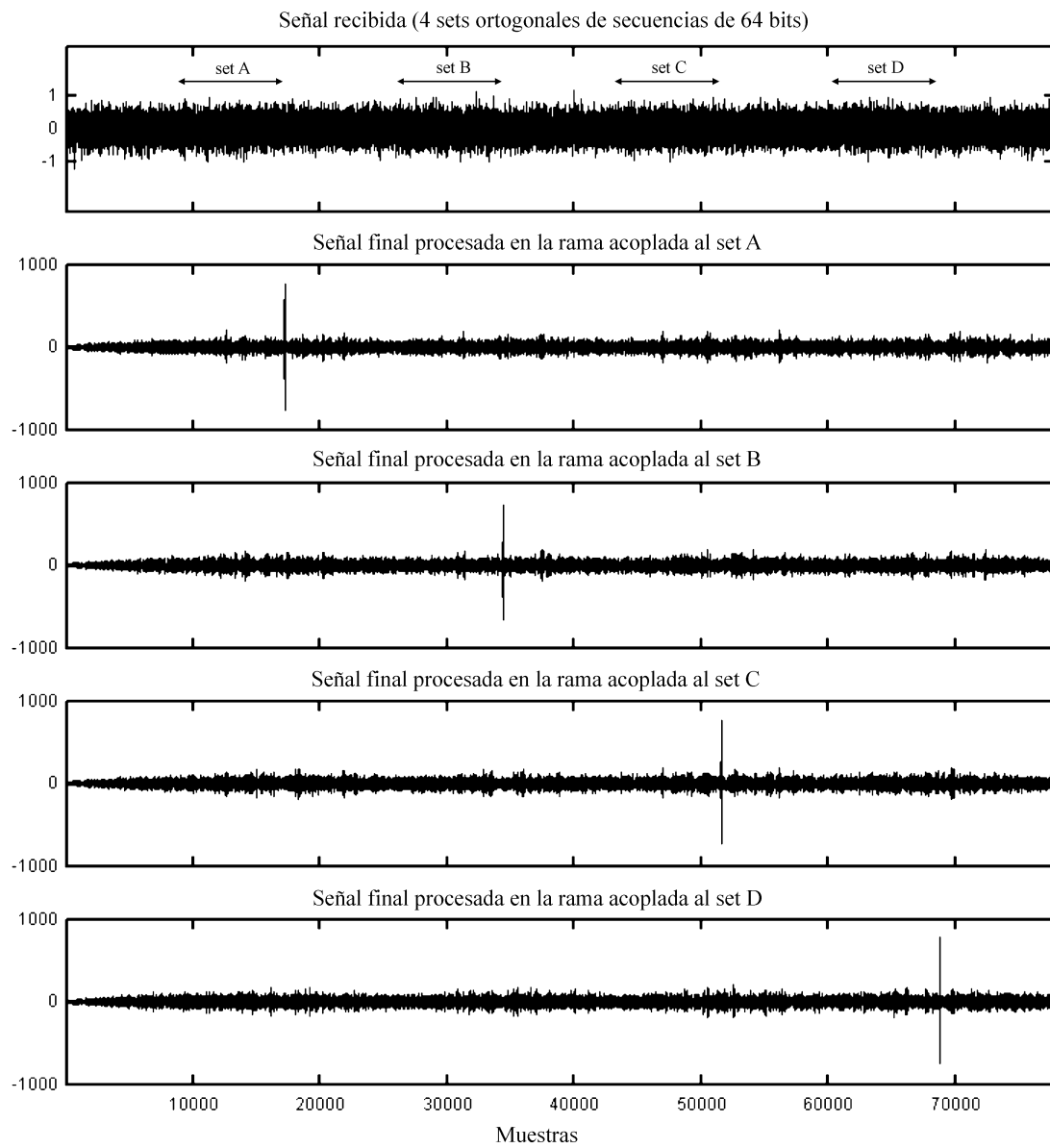
El efecto que las turbulencias tienen sobre la propagación de la señal ultrasónica ha sido estudiado en profundidad en la sección 3.4, donde se vio que este fenómeno puede provocar variaciones de carácter aleatorio tanto en la fase como en la amplitud de la señal recibida que pueden reconocerse a través del ensanchamiento espectral experimentado por una portadora emitida de forma continua durante un tiempo lo suficientemente largo. Este fenómeno ha



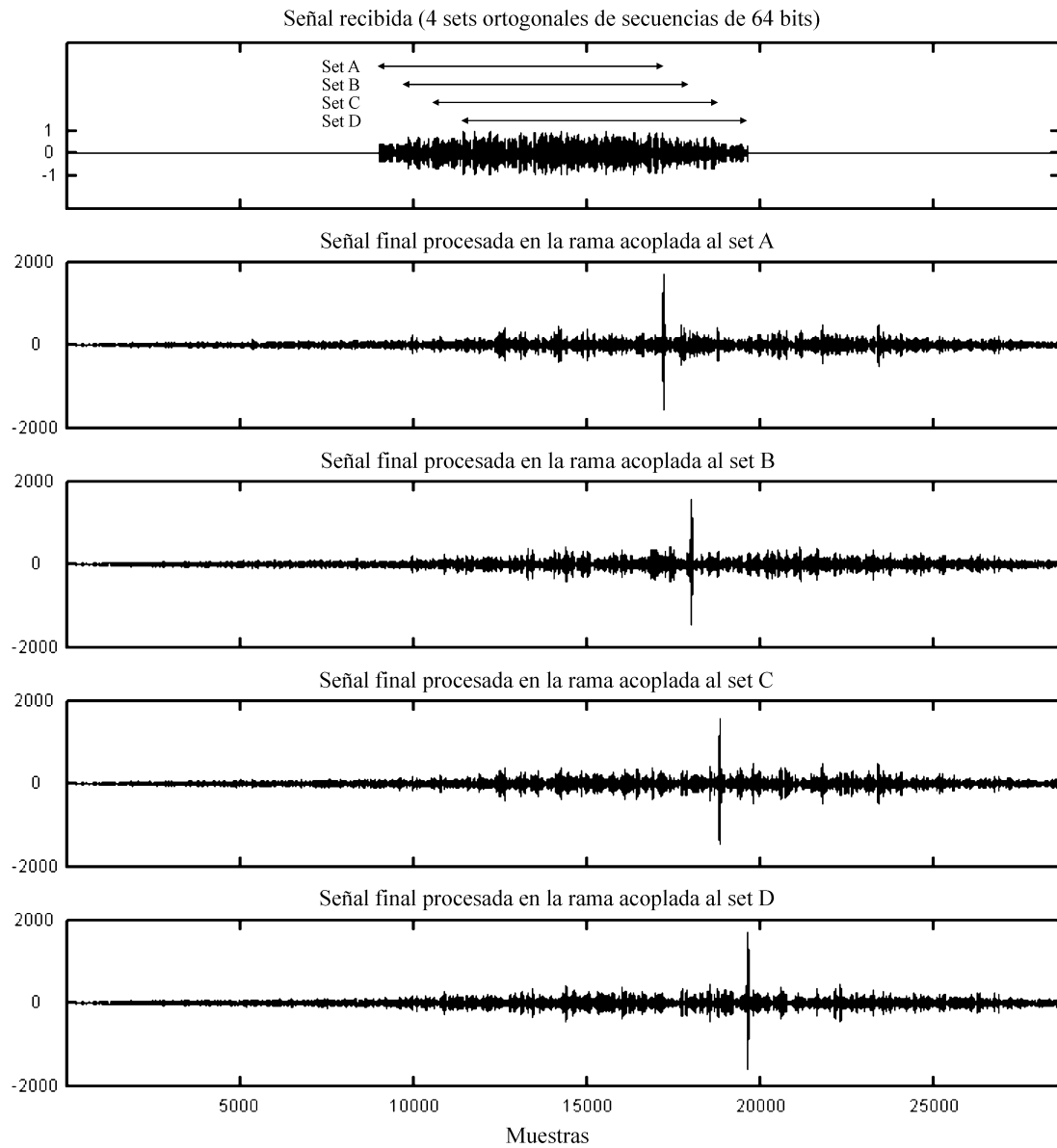
**Figura 5.18:** Diagrama de bloques del sistema completo.



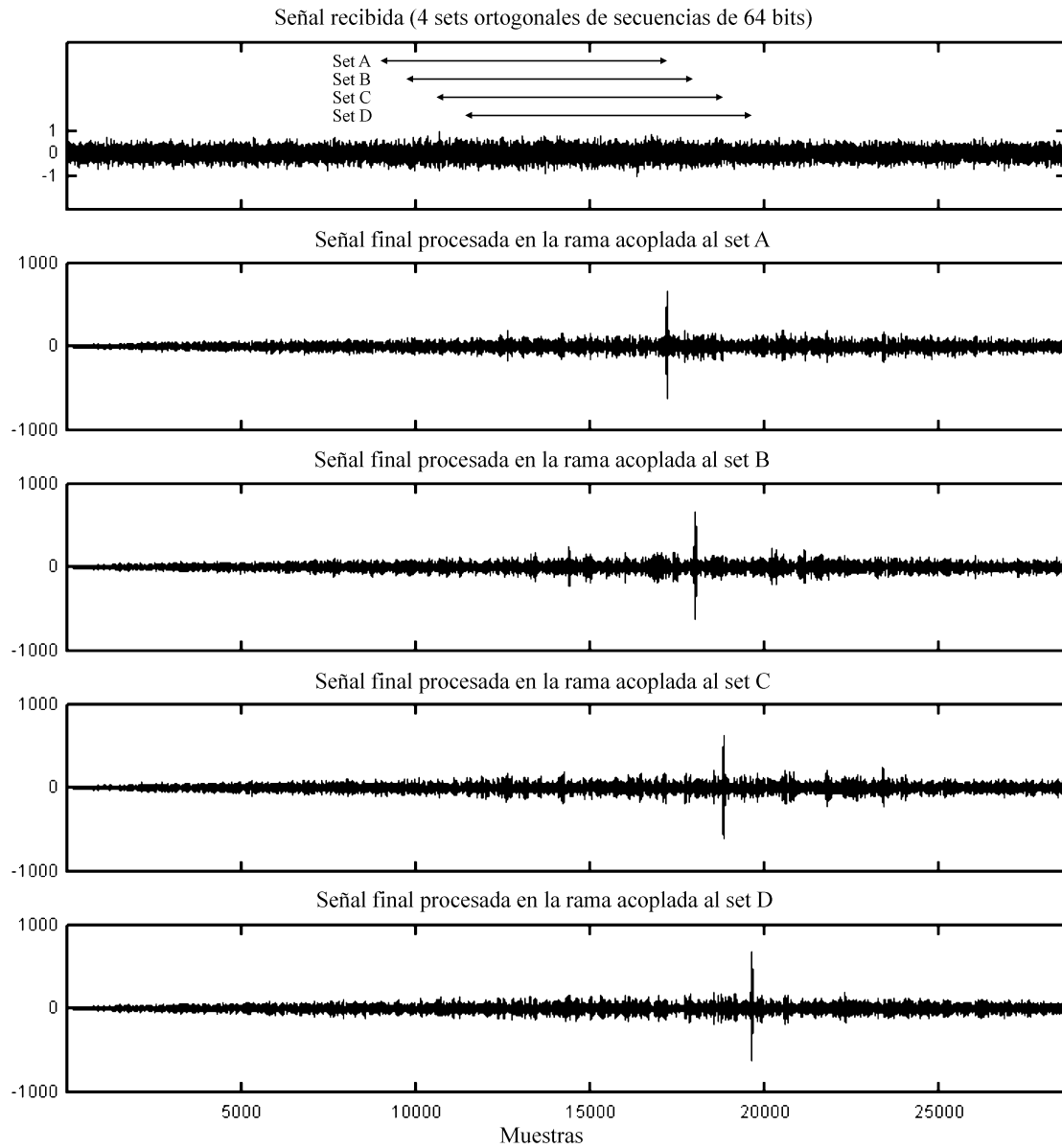
**Figura 5.19:** Ejemplo de recepción de los cuatro conjuntos ortogonales en ausencia de ruido sin solapamiento.



**Figura 5.20:** Ejemplo de recepción de los cuatro conjuntos ortogonales con  $SNR = -9\text{ dB}$  sin solapamiento.



**Figura 5.21:** Ejemplo de recepción de los cuatro conjuntos ortogonales en ausencia de ruido con un solapamiento del 90 % entre conjuntos consecutivos.



**Figura 5.22:** Ejemplo de recepción de los cuatro conjuntos ortogonales con  $SNR = -9\text{ dB}$  y un solapamiento del 90 % entre conjuntos consecutivos.

sido caracterizado a través del tiempo de coherencia, definido como el tiempo durante el cual las características de la señal recibida permanecen esencialmente invariantes. Los valores experimentales medidos para este tiempo de coherencia han servido como referencia a la hora de escoger la longitud de las señales emitidas por el sistema sensorial ultrasónico propuesto en esta tesis.

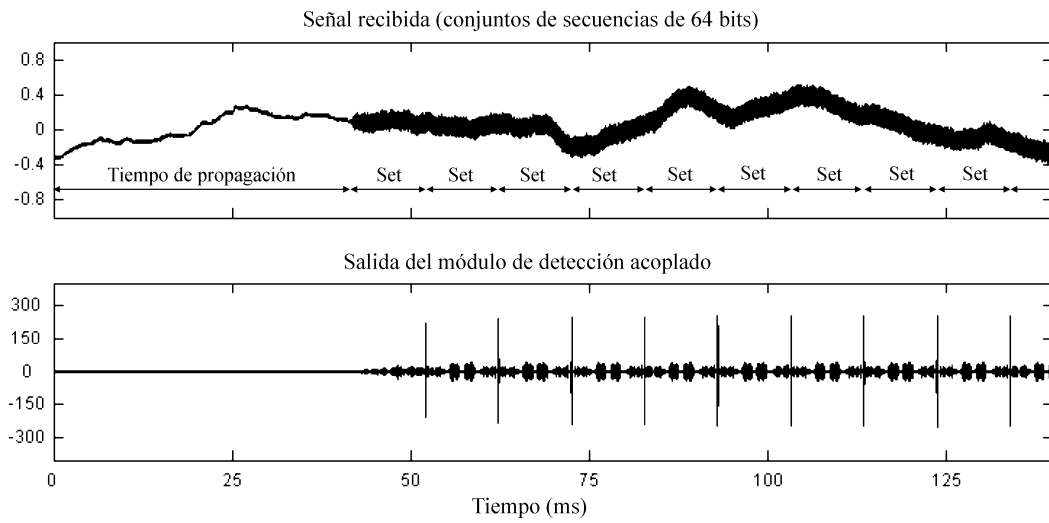
El objetivo de esta sección es tanto comprobar la validez del sistema como estudiar el efecto que las turbulencias pueden tener sobre la señal ultrasónica codificada, analizando para ello el comportamiento del sistema cuando se realiza la emisión de señales de duración claramente superior al tiempo de coherencia.

#### 5.4.1. Validación del sistema en exteriores

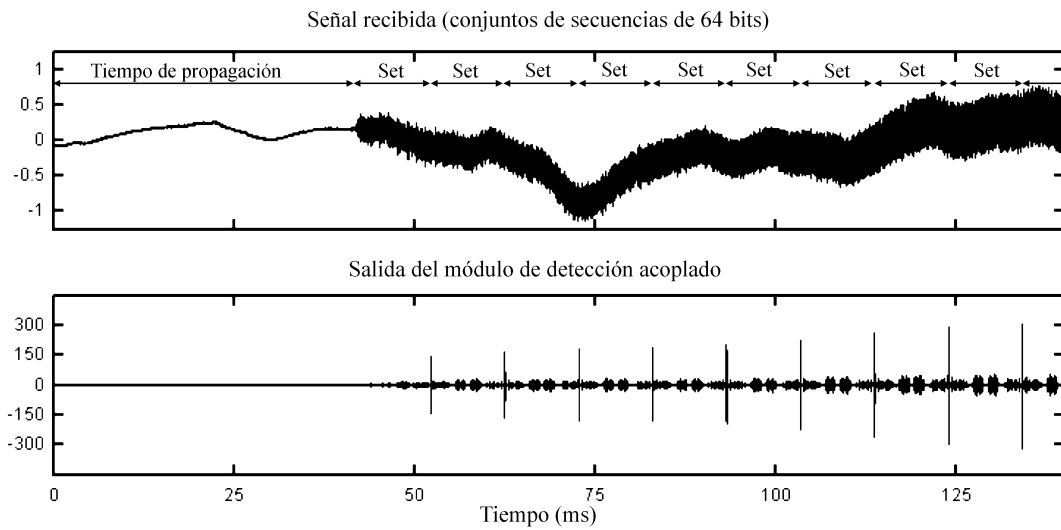
El comportamiento del sistema de compresión de pulsos ha sido evaluado en el exterior llevando a cabo un análisis experimental con una configuración idéntica a la descrita en la sección 3.5, pero realizando en este caso la emisión continua de conjuntos de secuencias complementarias en lugar de una portadora de  $50\text{ kHz}$ . El objetivo es determinar si todos los conjuntos emitidos son detectados correctamente bajo diferentes condiciones de actividad turbulenta. En este análisis el proceso de las muestras recibidas en búsqueda de los conjuntos emitidos, proceso de detección representado en la figura 5.8, ha sido realizado *off-line* sobre datos previamente almacenados.

La figura 5.23 muestra los primeros  $150\text{ ms}$  de la señal recibida y de la señal de salida del módulo de detección acoplado a esta señal para una actividad turbulenta muy baja (día nublado sin viento). En este caso el 100 % de los picos emitidos fueron detectados con un umbral estático. Una situación algo más complicada es la que aparece representada en la figura 5.24 donde los datos fueron adquiridos con una actividad turbulenta media (vientos en torno a  $3\text{ m/s}$ ). En este caso también el 100 % de los picos emitidos fueron detectados, pero para ello fue necesario el uso de un umbral dinámico muy simple, cuyo valor se adapta a la amplitud del último pico detectado. Este umbral dinámico es necesario ya que las fluctuaciones de amplitud experimentadas por los picos en este caso provocan que existan regiones donde su valor está por debajo del ruido autoinducido obtenido en las regiones de mayor amplitud, de modo que es imposible la detección mediante umbral estático. El peor de los casos considerados es el que aparece representado en la figura 5.25, donde los datos fueron obtenidos con una actividad turbulenta muy intensa (vientos en torno a  $6 - 7\text{ m/s}$ ). En este caso las fluctuaciones de amplitud experimentadas por los picos son tan intensas que sólo el 82 % de los mismos pudo ser detectado con un umbral dinámico simple como el empleado con actividad turbulenta media. No obstante, aparte de las fuertes fluctuaciones en amplitud, ningún fenómeno extraño fue observado en la señal de salida del módulo de detección, y el uso de un sistema de detección de picos más complejo como el sistema de preproceso descrito en la sección 5.2.3 permite nuevamente la identificación del 100 % de los picos emitidos.

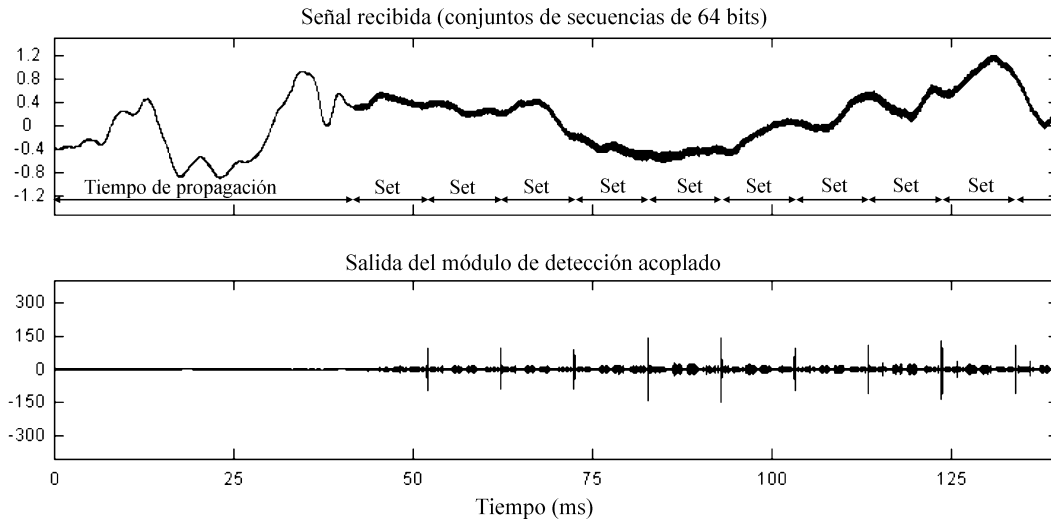




**Figura 5.23:** Proceso de detección en condiciones de muy baja actividad turbulenta.



**Figura 5.24:** Proceso de detección en condiciones de actividad turbulenta media.



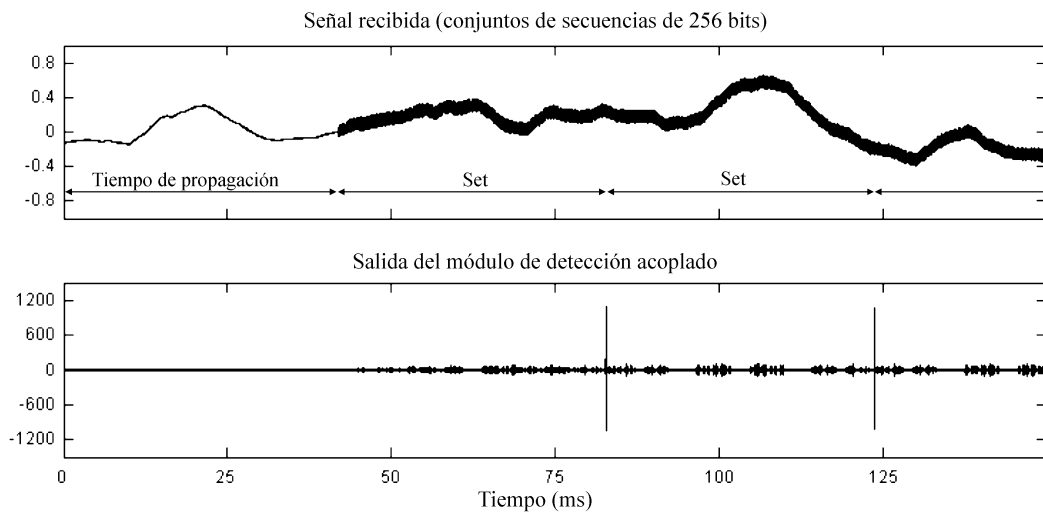
**Figura 5.25:** Proceso de detección en condiciones de muy alta actividad turbulenta.

#### 5.4.2. Emisión por encima de tiempo de coherencia

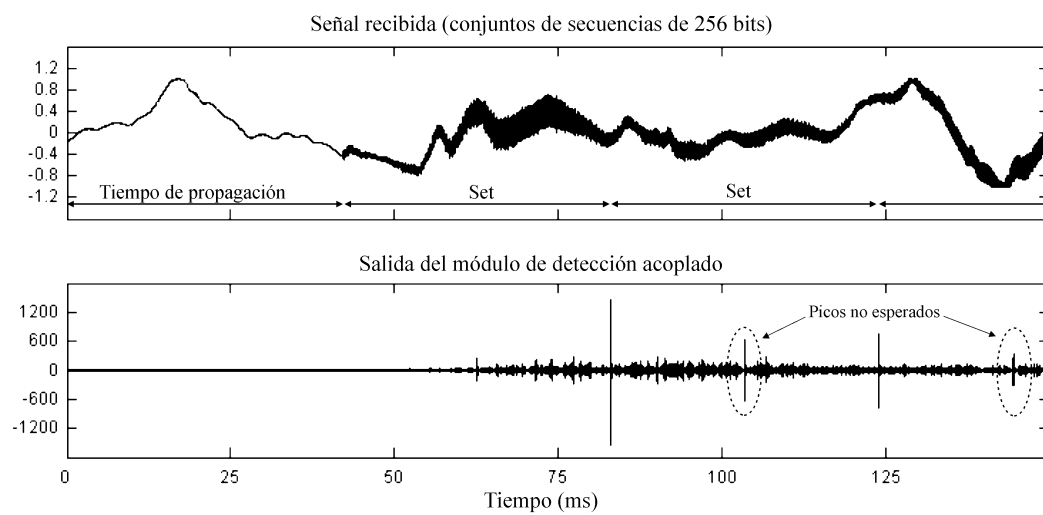
La emisión de señales por encima del tiempo de coherencia se ha llevado a cabo con conjuntos de secuencias complementarias de 256 bits modulados con el símbolo de dos ciclos de una portadora de  $50\text{ kHz}$  empleado anteriormente. Esto da un tiempo de emisión total de  $256 \times 4 \times 2 \times 20\ \mu\text{s} = 40.96\text{ ms}$  que es claramente superior a los tiempos de coherencia Doppler en torno a  $5 - 30\text{ ms}$  que han sido medidos experimentalmente bajo una actividad turbulenta de gran intensidad (tabla 3.6).

La figura 5.26 muestra nuevamente los primeros  $150\text{ ms}$  de la señal recibida y de la señal de salida del modulo de detección acoplado a esta señal, para una actividad turbulenta muy baja (tiempo de coherencia superior a  $1\text{ s}$ ). Como puede verse en esta figura, los conjuntos emitidos son de nuevo detectados con claridad en estas condiciones (100 % de picos detectados con un umbral estático). La emisión por encima del tiempo de coherencia aparece representada en la figura 5.27, donde puede observarse un nuevo fenómeno que no ha sido observado en las figuras anteriores (5.23-5.26). Este fenómeno consiste en la aparición de nuevos picos que no se corresponden con la llegada de conjuntos de secuencias y que podrían evidentemente confundir al sistema si son validados como picos verdaderos.

Si la señal recibida en este caso es comparada con el patrón emitido pueden observarse con claridad las compresiones y elongaciones que están destruyendo la coherencia de fase necesaria en el proceso de correlación. Esta comparación es la que aparece representada en la figuras 5.28 y 5.29 para una actividad turbulenta débil e intensa respectivamente. En ambas figuras se ha incluido la ampliación de tres zonas distintas que permiten visualizar las características de ambas señales con una mayor claridad. Téngase en cuenta que la referencia para comparar ambas señales fue tomada al final, esto es, una vez identificado un pico real en la correlación se tomaron las 32768 muestras anteriores como señal recibida, y

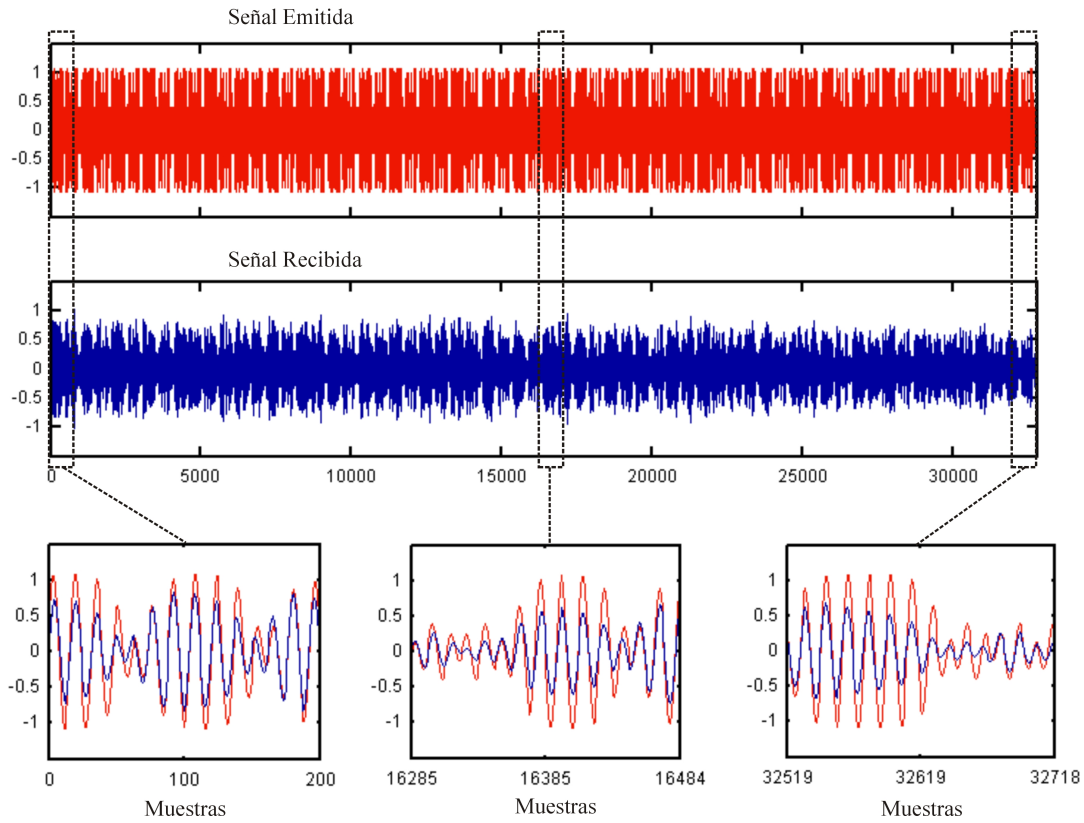


**Figura 5.26:** Detección de conjuntos de secuencias de 256 bits con actividad turbulenta muy baja.



**Figura 5.27:** Detección de conjuntos de secuencias de 256 bits con actividad turbulenta muy alta.

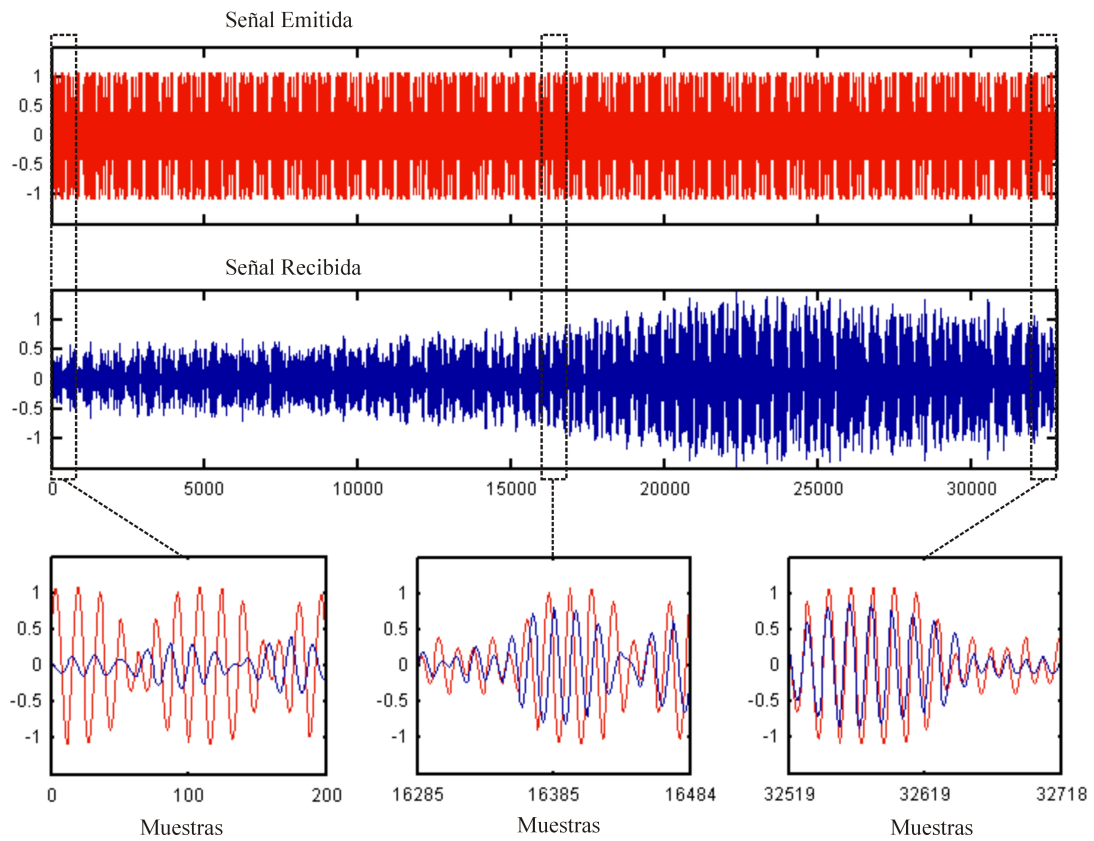
por este motivo es la cola de la señal lo que siempre aparece en fase con el patrón emitido. Esta igualdad de fase puede también observarse tanto en la parte central como en la parte inicial bajo condiciones de baja actividad turbulenta, pero no así cuando esta actividad es intensa.



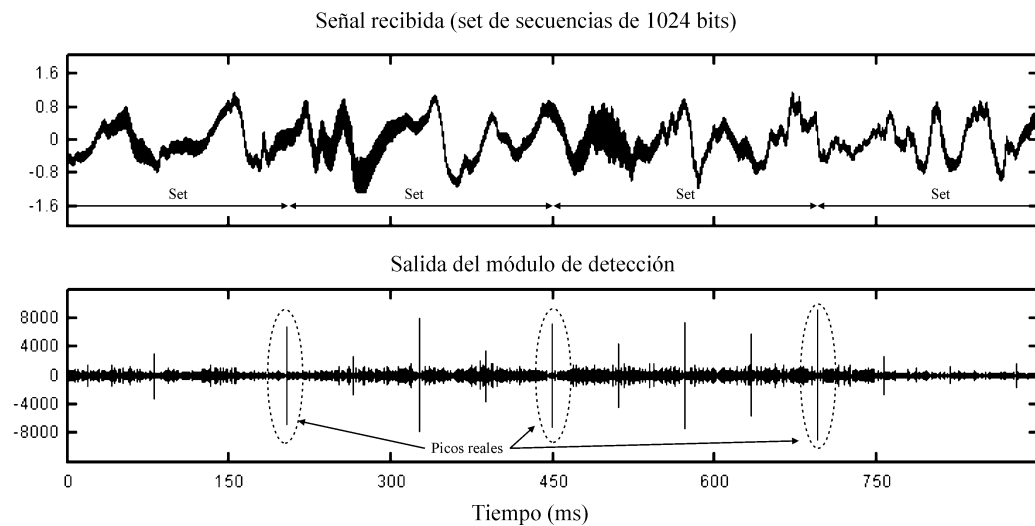
**Figura 5.28:** Comparación entre las señales emitida y recibida con actividad turbulenta muy baja.

En este análisis experimental se ha observado que la relación que existe entre la amplitud de los picos reales y la de los picos espúreos es menor cuanto mayor es la intensidad de las turbulencias y, lo que es más sorprendente, que estos picos siempre aparecen en torno al instante en que la mitad del conjunto ha sido recibido.

Este fenómeno se ha atribuido al alto grado de simetría que caracteriza a los conjuntos de secuencias complementarias generados con el algoritmo descrito en el capítulo anterior (4.20). Con idea de profundizar en el análisis de este fenómeno se ha realizado también la emisión de conjuntos de secuencias de 1024 bits empleando un símbolo para la modulación de tres ciclos de una portadora de  $50\text{ kHz}$ , con un tiempo de emisión de  $1024 \times 4 \times 3 \times 20\text{ }\mu\text{s} = 245.76\text{ ms}$ , mucho mayor que los tiempos de coherencia que caracterizan a una intensa actividad turbulenta. La figura 5.30 muestra  $900\text{ ms}$  de la señal recibida y de la señal de salida del modulo de detección acoplado a esta señal, para una actividad turbulenta muy alta. En esta ocasión pueden observarse picos espúreos no sólo cuando la mitad del conjunto ha sido recibido sino también cuando se reciben una y tres cuartas partes del mismo.



**Figura 5.29:** Comparación entre las señales emitida y recibida con actividad turbulenta muy alta.



**Figura 5.30:** Detección de conjuntos de secuencias de 1024 bits con actividad turbulenta muy alta.

Además en este caso, se han medido relaciones de amplitud entre los picos reales y los picos espúreos menores que uno, lo que pone de manifiesto la inutilidad de emitir este tipo de señales con una turbulencia intensa.

Otro fenómeno interesante observado durante el análisis experimental de los picos de correlación es el hecho de que, a pesar de que la llegada de los conjuntos es detectada correctamente incluso cuando el tiempo de coherencia es mucho menor que el tiempo de emisión, los picos reales asociados a estas llegadas aparecen tanto más desplazados respecto de sus posiciones esperadas cuanto mayor es la intensidad de las turbulencias.

Este fenómeno ha sido estudiado cuantitativamente para secuencias de 64 y 256 bits, con el objetivo de determinar las propiedades estadísticas que caracterizan a la separación entre picos reales consecutivos detectados en diferentes condiciones de actividad turbulenta. Los resultados de este análisis pueden verse resumidos en la tabla 5.2. Téngase en cuenta que, en el caso de secuencias de 256 bits emitidas en condiciones de alta y muy alta actividad turbulenta, sólo el 77 % y el 72 % de los picos emitidos han sido detectados, como consecuencia de la necesidad de incrementar el umbral de detección por encima de los picos espúreos que aparecen en este caso.

<b>Actividad Turbulenta</b>	64-bits			256-bits		
	media (ms)	std ( $\mu s$ )	err max ( $\mu s$ )	media (ms)	std ( $\mu s$ )	err max ( $\mu s$ )
Muy baja	10.2400	0.5	1.2	40.9602	0.8	2.5
Baja	10.2401	0.6	1.2	40.9598	0.8	2.5
Media	10.2400	4.2	13.8	40.9600	1.1	2.5
Alta	10.2401	4.1	21.2	40.9597	6.1	23.8
Muy alta	10.2396	16.2	81.2	40.9698	12.6	33.8

**Tabla 5.2:** Análisis estadístico de la separación entre picos reales consecutivos (media, desviación estándar y error máximo).

### 5.4.3. Predicciones del modelo experimental

En la sección 3.5.4 se presentó un modelo experimental para una atmósfera turbulenta que predice con bastante exactitud la dispersión espectral que experimenta una portadora ultrasónica para tiempos de coherencia menores que  $\simeq 20 ms$ . El modelo supone que en un tiempo igual al tiempo de coherencia puede producirse de forma aleatoria y con idéntica probabilidad cualquier desplazamiento de fase entre  $-\pi$  y  $\pi$ , y que a lo largo del tiempo de coherencia la fase varía de forma lineal entre dos valores aleatorios. El mismo comportamiento es válido para la amplitud, pero en este caso los valores aleatorios siguen una distribución de Weibull.

Este mismo modelo puede adaptarse de forma muy sencilla para señales moduladas ca-

racterizadas por un ancho de banda muy estrecho en torno a la frecuencia de portadora, como es el caso de la señales BPSK del sistema descrito en este capítulo. En este caso es posible suponer que en un tiempo igual al tiempo de coherencia la ganancia de amplitud (relación entre amplitud medida y amplitud esperada) sigue la misma distribución de Weibull que en el modelo anterior. Además, la señal puede experimentar en este tiempo de forma aleatoria y con idéntica probabilidad cualquier compresión o expansión de, como máximo, medio ciclo de la portadora ( $10\mu s$  para  $f_c = 50\text{ kHz}$ ). Esto último es equivalente a suponer que, al igual que en el modelo anterior, la portadora puede experimentar cualquier desfase comprendido entre  $-\pi$  y  $\pi$ , mientras que el resto de componentes experimentarán un desfase proporcional a su frecuencia. Nótese que este modelo es válido únicamente para señales con un ancho de banda estrecho. Si se desea aplicar el modelo a señales con mayor ancho de banda es necesario tener en cuenta la dependencia del tiempo de coherencia con la frecuencia, dependencia reflejada en (3.51).

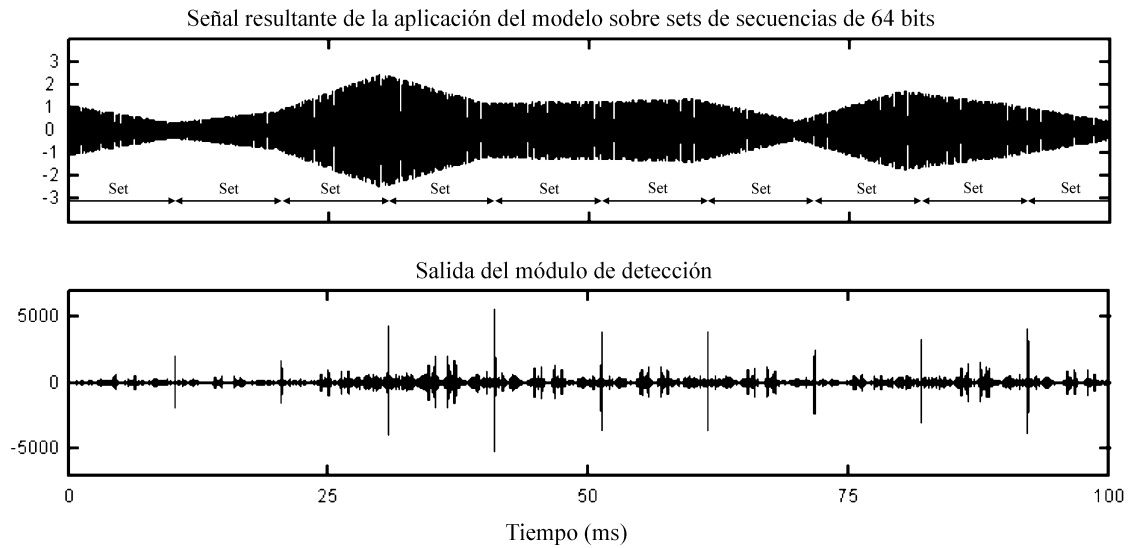
Por otro lado, aunque el modelo es sólo fiable para los tiempos de coherencia que caracterizan atmósferas muy turbulentas, ésta es precisamente la situación de mayor interés y es evidente la utilidad de este modelo para analizar el efecto de las turbulencias sobre otro tipo de señales, así como para analizar los posibles efectos asociados a tiempos de coherencia menores que los observados experimentalmente.

La figura 5.31 muestra los resultados de aplicar el modelo con un tiempo de coherencia de  $10\text{ ms}$  a una señal formada por cuatro conjuntos de secuencias de 64-bits. Esta figura muestra, al igual que la figura 5.25 con señales reales, que los sets son detectados correctamente cuando el tiempo de coherencia es del mismo orden que la duración de las señales.

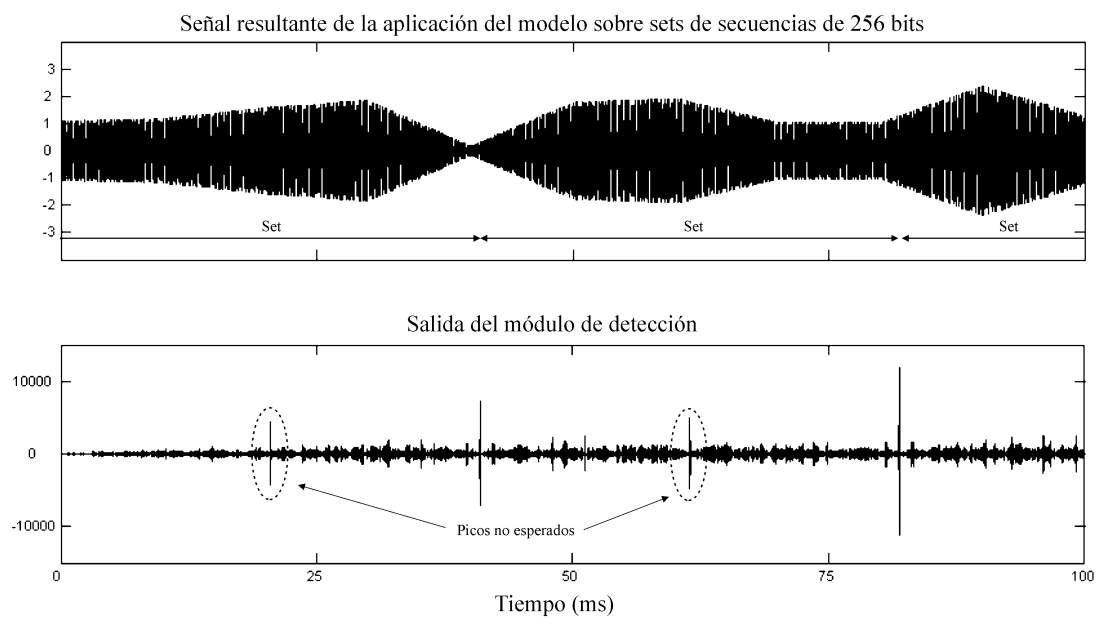
La figura 5.32 muestra los resultados de aplicar el modelo a una señal formada por 3 sets de 256 bits con el mismo tiempo de coherencia de  $10\text{ ms}$ . Esta figura muestra que el modelo predice con exactitud el efecto observado experimentalmente, esto es, la aparición de picos espúreos en el punto medio entre dos picos reales. El efecto sobre la señal puede verse con mayor claridad en la figura 5.33 donde se muestran conjuntamente la señal modulada antes y después de la aplicación del modelo, representación equivalente a la mostrada en la figura 5.29 para señales reales.

Finalmente la figura 5.34 muestra los resultados de aplicar el modelo a una señal formada por tres conjuntos consecutivos de secuencias de 1024 bits con un símbolo de tres ciclos de portadora, como la mostrada en la figura 5.30. De nuevo puede verse cómo el modelo predice con exactitud los fenómenos observados experimentalmente, en este caso la aparición de picos espúreos en  $1/4$ ,  $1/2$  y  $3/4$  la distancia entre dos picos reales. Una vez comprobada la validez del modelo propuesto, éste puede ser utilizado para analizar situaciones que no se han dado en el análisis experimental. Especialmente interesante es determinar el límite que sin duda debe existir para los conjuntos de 64-bits escogidos para el sistema. Después de realizar varias simulaciones se ha encontrado que tiempos de coherencia del orden de  $1\text{ ms}$  darían lugar a la aparición de picos espúreos también en las conjuntos de 64-bits

siendo imposible distinguir la llegada de los conjuntos. La figura 5.35 muestra los resultados obtenidos en este caso.

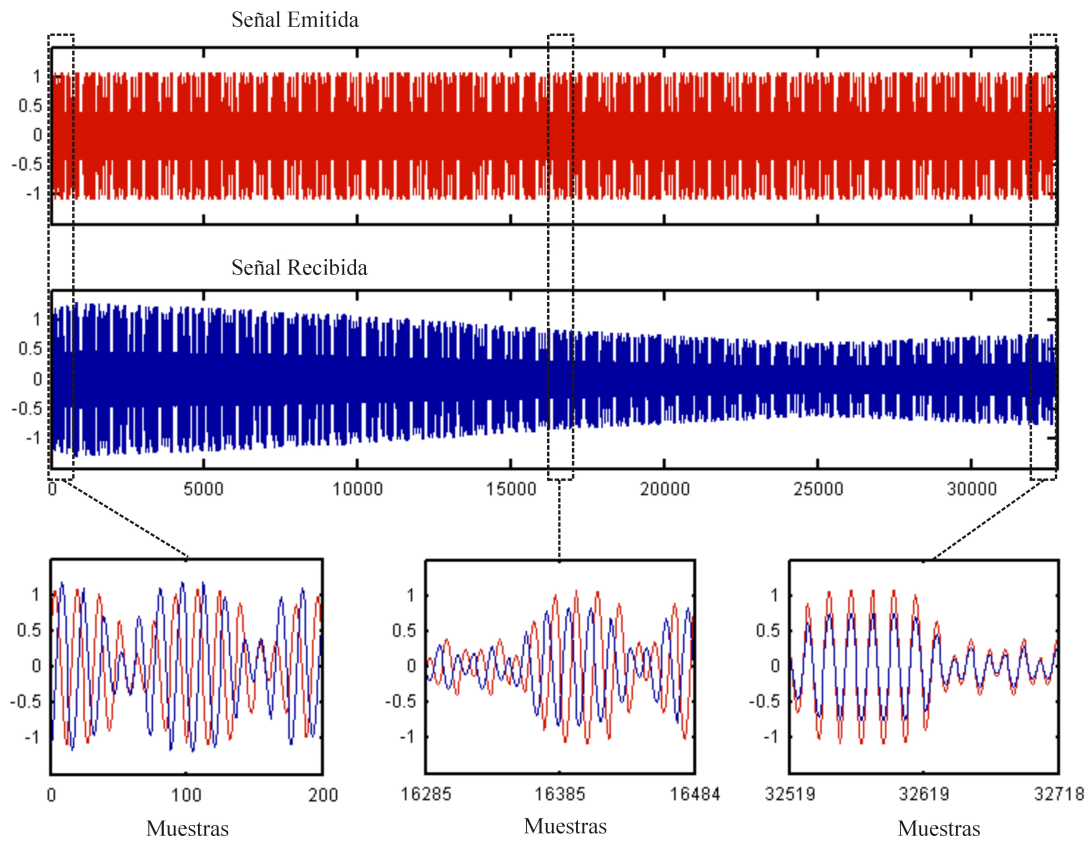


**Figura 5.31:** Resultados obtenidos con el modelo para una señal formada por conjuntos de secuencias de 64 bits y un tiempo de coherencia de 10 ms.

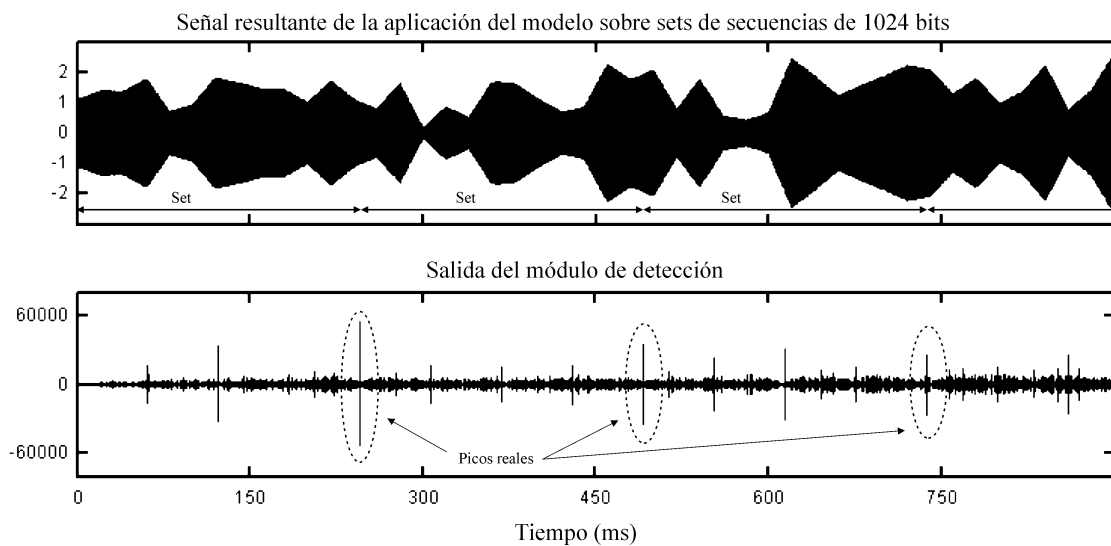


**Figura 5.32:** Resultados obtenidos con el modelo para una señal formada por conjuntos de secuencias de 256 bits y un tiempo de coherencia de 10 ms.

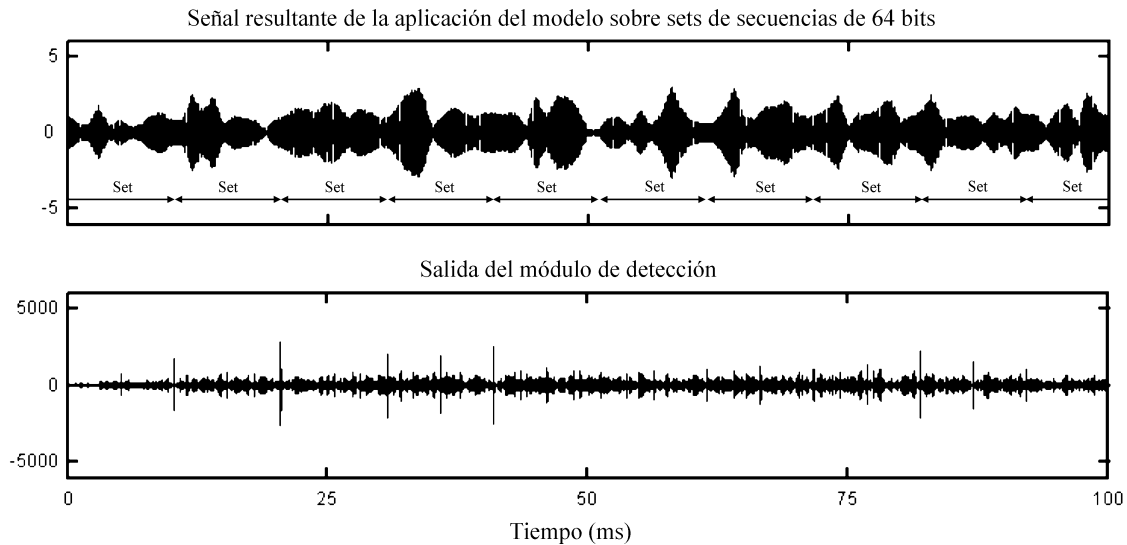




**Figura 5.33:** Comparación entre el patrón emitido y la señal que resulta de aplicar el modelo.



**Figura 5.34:** Resultados obtenidos con el modelo para una señal formada por conjuntos de secuencias de 1024 bits y un tiempo de coherencia de 10 ms.



**Figura 5.35:** Resultados obtenidos con el modelo para una señal formada por conjuntos de secuencias de 64 bits y un tiempo de coherencia de 1 ms.

## 5.5. Conclusiones

En este capítulo se ha descrito en detalle el sistema ultrasónico de compresión de pulsos para exteriores propuesto en esta tesis. Se ha caracterizado el comportamiento de este sistema mediante un conjunto de simulaciones realizadas a partir de los modelos obtenidos para los distintos bloques que lo componen y, finalmente, se ha estudiado su desempeño real en exteriores para diferentes condiciones meteorológicas. Las conclusiones de mayor relevancia alcanzadas en las distintas secciones se resumen a continuación:

### Descripción del sistema

Se ha llevado a cabo un análisis experimental para obtener la respuesta en frecuencia del conjunto etapa de potencia-transductor empleado, obteniendo un comportamiento paso-banda con una frecuencia de resonancia en torno a  $47\text{ kHz}$  y un ancho de banda de  $14\text{ kHz}$ , que es del que se dispone para realizar la emisión de los conjuntos de secuencias complementarias.

Se ha propuesto una modulación BPSK con un símbolo de dos ciclos de una portadora de  $50\text{ kHz}$  que permite la transmisión eficiente de los conjuntos de secuencias complementarias a través del conjunto etapa de potencia-transductor descrito anteriormente. Se ha visto que con este esquema de modulación la longitud máxima de las secuencias que pueden emitirse es de 64 bits si se desea mantener el tiempo de emisión del mismo orden que los tiempos de coherencia Doppler más bajos medidos experimentalmente. La transmisión simultánea de las cuatro secuencias del conjunto se ha realizado intercalando estas secuencias para obtener así una nueva secuencia de 256 bits.

Se han descrito los tres bloques básicos que constituyen el módulo de detección: demodulador BPSK, ESSC modificado y detector de picos. Se ha visto que un único correlador eficiente es suficiente para detectar los conjuntos demodulados, aunque el carácter asíncrono de esta demodulación provoca la presencia de un ruido autoinducido a la salida del correlador. Es este ruido el que hace necesaria la participación de un sistema de detección de picos para realizar una búsqueda de máximos locales. Se han analizado tres sistemas de detección de picos: el umbral estático, el umbral dinámico y el umbral estático con preamplificación digital, que ha sido finalmente escogido gracias a la sencillez de su implementación.

### Caracterización del sistema

Una de las características de mayor relevancia del sistema propuesto es su gran inmunidad al ruido, derivada de las excelentes propiedades de correlación de los conjuntos de cuatro secuencias complementarias. Se ha visto que es posible identificar con claridad el pico principal procedente de la correlación incluso con relaciones señal-ruido tan bajas como  $-22dB$  a la entrada del módulo detector. No obstante, el sistema detector de picos empleado reduce este valor a  $-9dB$ , aunque valores por debajo de éste podrían fácilmente conseguirse con una umbralización dinámica.

El efecto del ruido autoinducido es especialmente significativo en el entorno del pico principal de la autocorrelación, donde siempre aparecen un conjunto de lóbulos laterales procedentes de la autocorrelación del símbolo de la modulación. Este fenómeno impone un límite de  $61.25 \mu s$  para la separación mínima entre dos señales que pueden ser identificadas de forma independiente, lo que se traduce en una resolución espacial en torno a  $1 cm$  ( $T = 20^\circ C$ ) en aplicaciones sónar.

Finalmente, se ha comprobado la capacidad de operación multimodo del sistema, que es capaz de identificar claramente cuatro conjuntos ortogonales recibidos simultáneamente aunque éstos estén prácticamente solapados y con una relación señal-ruido muy baja ( $-9dB$ ).

### Comportamiento del sistema en el exterior

Mediante la emisión continua de conjuntos de secuencias complementarias en distintas condiciones meteorológicas se ha comprobado experimentalmente que un tiempo de emisión de  $10.24 ms$  asegura un funcionamiento fiable del sistema incluso con alta actividad turbulenta.

Se ha observado que una emisión por encima del tiempo de coherencia (secuencias de 256 y 1024 bits) provoca la aparición de picos espúreos en la salida de los correladores que pueden confundir al sistema de detección de picos. La razón entre el número de picos espúreos y el número de picos reales obtenidos en un tiempo de emisión determinado, así como la razón entre sus amplitudes medias, crece cuanto mayor es la diferencia entre el tiempo de emisión

y el tiempo de coherencia.

Se ha observado igualmente que, aunque los picos reales son detectados incluso cuando el tiempo de emisión es claramente superior al tiempo de coherencia, estos picos aparecen tanto más desplazados respecto de sus posiciones esperadas cuanto mayor es la intensidad de las turbulencias. El análisis estadístico de este fenómeno ha permitido determinar desviaciones típicas de hasta  $16.2\mu s$  en la emisión de secuencias de 64 bits bajo una intensa actividad turbulenta, lo que se traduce en una incertidumbre de unos seis milímetros para una distancia total de propagación de 14 metros a una temperatura de  $20^{\circ}C$ .

Finalmente, se ha comprobado que el modelo para una atmósfera turbulenta propuesto en el capítulo 3 predice con exactitud la aparición de picos espúreos a la salida de los correladores cuando el tiempo de emisión está por encima del tiempo de coherencia y este último es menor que  $20ms$ . La validez de este modelo ha permitido estudiar el límite de aplicación del sistema basado en la emisión de secuencias de 64 bits, que se ha establecido en tiempos de coherencia en torno a  $1ms$ .

## Capítulo 6

# Implementación hardware y resultados

El último de los objetivos perseguidos en esta tesis ha sido la implementación de los algoritmos de proceso de la señal en una arquitectura hardware adecuada que permita, por un lado, la operación en tiempo real de todo el sistema, y por otro, su instalación en dispositivos autónomos que no requieran la participación de una unidad central de proceso. En este capítulo se presenta el diseño de los distintos módulos electrónicos de tratamiento de la señal que conforman el sistema ultrasónico de compresión de pulsos descrito en el capítulo anterior, comenzando por el módulo de emisión al que se ha dedicado la primera sección.

Tradicionalmente la arquitectura escogida para realizar el tratamiento de la señal ultrasónica ha sido un sistema programable. Por esto motivo, en la segunda sección de este capítulo se presenta la implementación del módulo de detección sobre un sistema de este tipo. Los tiempos de ejecución obtenidos con este sistema justifican el uso de una arquitectura configurable cuyo diseño es descrito en detalle en la tercera sección.

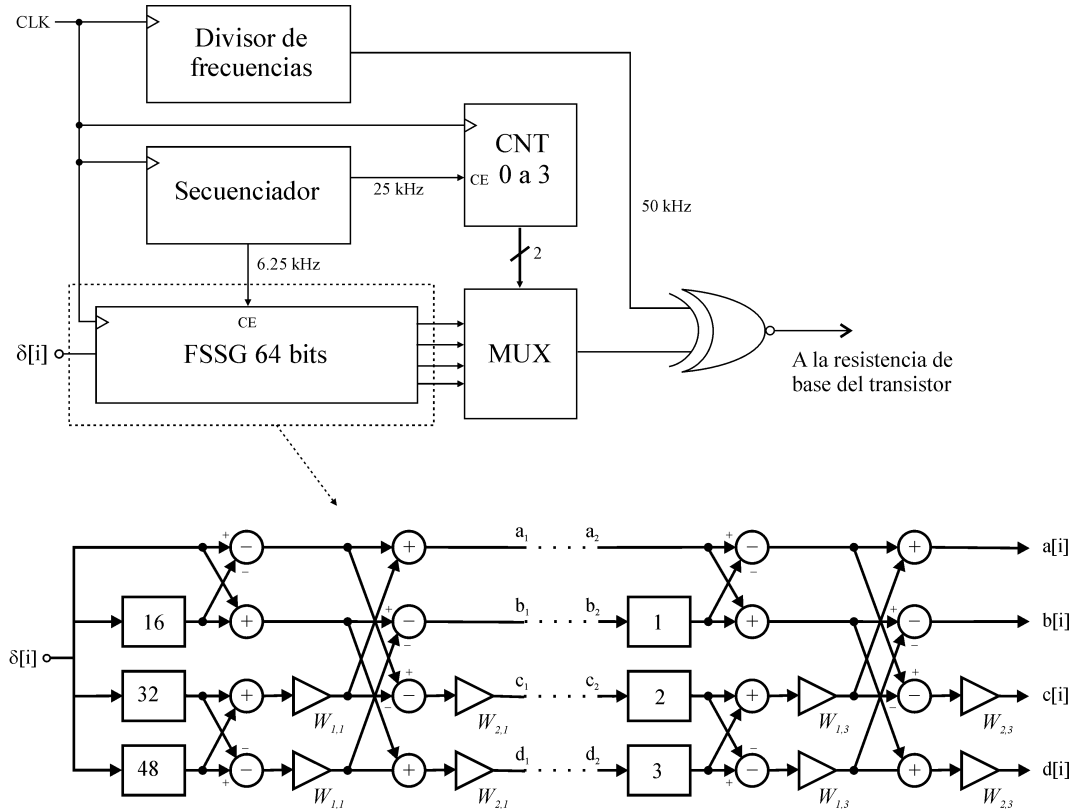
Finalmente, en la cuarta sección del capítulo, se muestran un conjunto de resultados experimentales que se han ido obteniendo a lo largo del desarrollo de la tesis para caracterizar distintas propiedades del sistema. Estos resultados han sido clasificados en tres apartados distintos en función del equipo experimental empleado.

### 6.1. El módulo emisor

La primera etapa del módulo emisor consiste en la generación de los conjuntos de secuencias complementarias que, después de ser modulados, son transmitidos a través del conjunto etapa de excitación-transductor descrito en detalle en la primera sección del capítulo ante-

rior 5.3. Existen dos alternativas diferentes a la hora de obtener estos conjuntos.

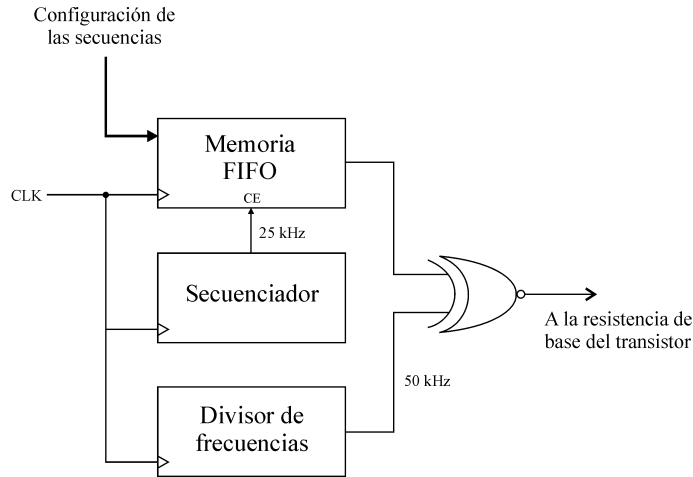
La primera de ellas consiste en generar las secuencias en tiempo de ejecución a través del generador rápido FSSG que ya ha sido descrito en la sección 4.3.3. El FSSG que genera las secuencias de 64 bits emitidas por el sistema propuesto en esta tesis aparece representado en la parte inferior de la figura 6.1. Como puede verse en esta figura, este sistema necesita un total de 126 posiciones de memoria y consume además cierta lógica combinacional, aunque tiene la ventaja de que permite generar 64 conjuntos distintos, mutuamente ortogonales en grupos de cuatro, simplemente cambiando el valor de las semillas  $W_{i,j}$ . Para obtener las señales moduladas a partir de las secuencias complementarias proporcionadas por el FSSG, son necesarios un multiplexor de cuatro entradas, un contador y una puerta XNOR con una de sus entradas a la señal portadora de  $50\text{ kHz}$ , tal y como muestra la parte superior de la figura 6.1. La salida de la puerta XNOR es la señal digital que excita la etapa de potencia del transductor.



**Figura 6.1:** Implementación hardware del módulo emisor con un generador rápido de secuencias FSSG.

La segunda alternativa consiste en generar estos conjuntos *off-line* haciendo uso del algoritmo descrito en la sección 4.3.2, y almacenarlos en memorias desde las que serán leídos a la frecuencia apropiada. Esta solución requiere aproximadamente el doble de posiciones de memoria (256) pero no necesita de ninguna lógica combinacional. Es más, si las secuencias a

emitir son siempre las mismas, pueden ser almacenadas en módulos de memoria no volátiles, con el consiguiente ahorro de recursos si la implementación es realizada sobre un dispositivo configurable. La modulación BPSK de las secuencias complementarias se lleva a cabo en este caso de una forma muy simple. La secuencia de 256 bits obtenida al intercalar las cuatro secuencias del conjunto es almacenada en una memoria FIFO que es leída a una frecuencia de  $25\text{ kHz}$  y la salida de esta memoria es llevada a una puerta XNOR cuya segunda entrada es la señal portadora de  $50\text{ kHz}$ . La figura 6.2 muestra este módulo de emisión basado en una memoria FIFO. Esta segunda opción ha sido finalmente la escogida.



**Figura 6.2:** Implementación hardware del módulo emisor con una memoria FIFO.

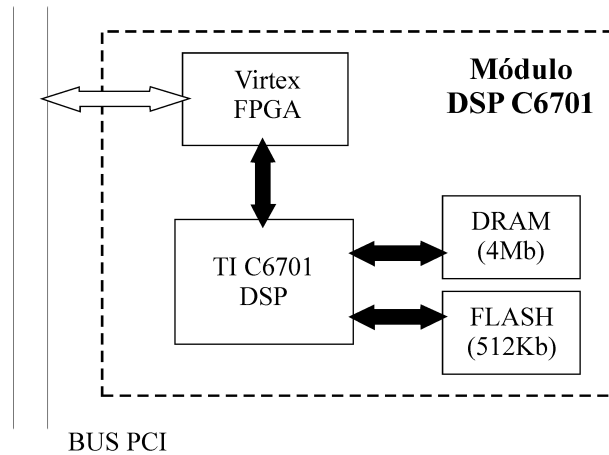
## 6.2. Implementación del módulo de detección en un sistema programable

Como ya se ha comentado anteriormente en la sección 2.3, los dispositivos programables de propósito general han sido ampliamente utilizados para procesar las señales ultrasónicas de diversos sistemas s3nar [APKC92, JB98, HOB<sup>+</sup>00]. Con el objetivo de comparar el desempe3o de estos dispositivos con el del hardware configurable, todo el m3dulo de detección (preamplificador digital, demodulador, ESSC y detector de picos) ha sido implementado en una arquitectura programable basada en el DSP de altas prestaciones C6701 de Texas Instruments [Tex04].

El diagrama de bloques de esta arquitectura es el que aparece representado en la figura 6.3 y la tabla 6.1 muestra los tiempos de ejecuci3n obtenidos en las cuatro tareas implicadas en el proceso de detección. Como puede verse en esta tabla, tres de las cuatro tareas requieren un tiempo de ejecuci3n mayor que el periodo de muestreo de  $1.25\text{ }\mu\text{s}$ , que es el tiempo del que se dispone para procesar cada muestra si se desea operar en tiempo real. Estos resultados muestran con claridad que este tipo de implementaci3n no es adecuado en este caso.

	Pre-amplif. digital	Demodulación	Correlación eficiente	Detección de picos
Tiempos de ejecución	20.69 $\mu s$	2.52 $\mu s$	298.1 $\mu s$	201 $ns$

**Tabla 6.1:** Tiempos de ejecución de las tareas de detección en un sistema programable.



**Figura 6.3:** Plataforma del sistema programable empleado.

### 6.3. Implementación del módulo de detección en un sistema configurable

Recientemente, Hernández [Her03] ha mostrado que para procesar en tiempo real la señal ultrasónica de un sistema compresor de pulsos similar al propuesto en esta tesis, la implementación más adecuada es la basada en una arquitectura configurable que distribuye espacialmente los algoritmos de proceso. La consecuente paralelización de las tareas a realizar permite optimizar los tiempos de ejecución a costa de aumentar el número de recursos necesarios para llevarlas a cabo. En las siguientes subsecciones se describe en detalle la implementación de los cuatro módulos que conforman el sistema de detección en una arquitectura de este tipo.

#### 6.3.1. Preamplificador digital

El bloque preamplificador es, como ya se ha descrito en el apartado 5.2.3, el encargado de escalar la señal adquirida hasta los límites del rango máximo permitido, escalado que es realizado localizando los valores máximo y mínimo de la señal en una ventana de análisis de longitud determinada. La figura 6.4 muestra la implementación hardware de esta etapa donde pueden distinguirse tres bloques que han sido enmarcados con una línea punteada para una mayor claridad en su descripción.

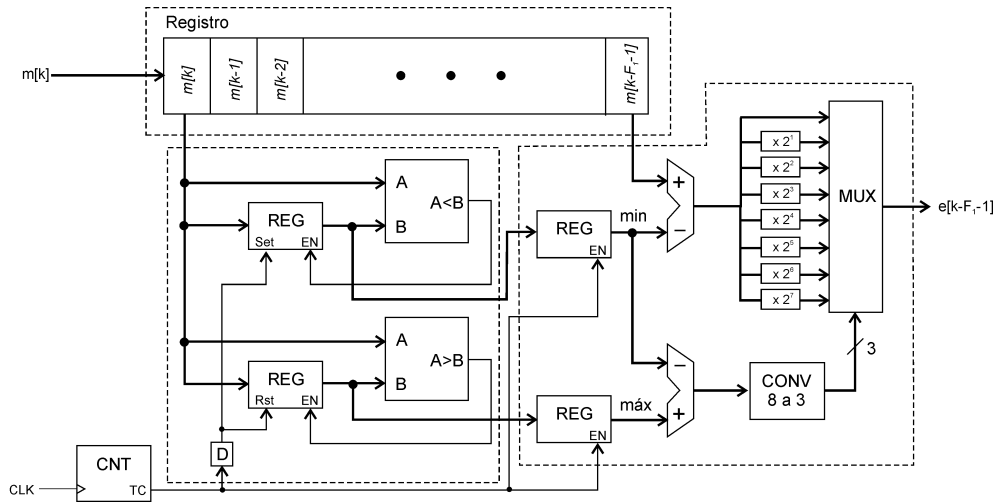


El primer bloque está formado por un registro de desplazamiento cuyo tamaño determina la longitud de la ventana de análisis empleada. El segundo bloque, formado por los dos registros estáticos y los dos comparadores, es el encargado de localizar los valores máximo y mínimo en cada ventana de análisis. Cada nueva muestra adquirida es comparada con los valores máximo y mínimo obtenidos hasta ese instante para la misma ventana, valores que se encuentran almacenados en los registros. Si la muestra adquirida es mayor que el máximo o menor que el mínimo almacenados, pasa a ser guardada como nuevo máximo o mínimo respectivamente. El contador, que puede verse en la parte inferior izquierda, avisa de la llegada de la última muestra de la ventana de modo que, cada vez que se inicia una nueva ventana (siguiente ciclo), los registros que almacenan el mínimo y el máximo se cargan con el máximo y el mínimo del rango permitido respectivamente. El bloque que aparece a la derecha, formado por dos registros, dos restadores, un conversor, ocho multiplicadores y un multiplexor, es el encargado de realizar el escalado de las muestras, esto es:

$$e[k - F_1 - 1] = (m[k - F_1 - 1] - \min) \times \frac{2^{N_b}}{\max - \min} \quad (6.1)$$

donde  $e[k]$  es la muestra amplificada;  $N_b$  es el número de bits empleado en la representación de las muestras de entrada  $m[k]$ ; y  $\max$ ,  $\min$  son los valores máximo y mínimo encontrados para esa ventana, valores que son cargados en ambos registros cuando el contador avisa de la llegada de la última muestra.

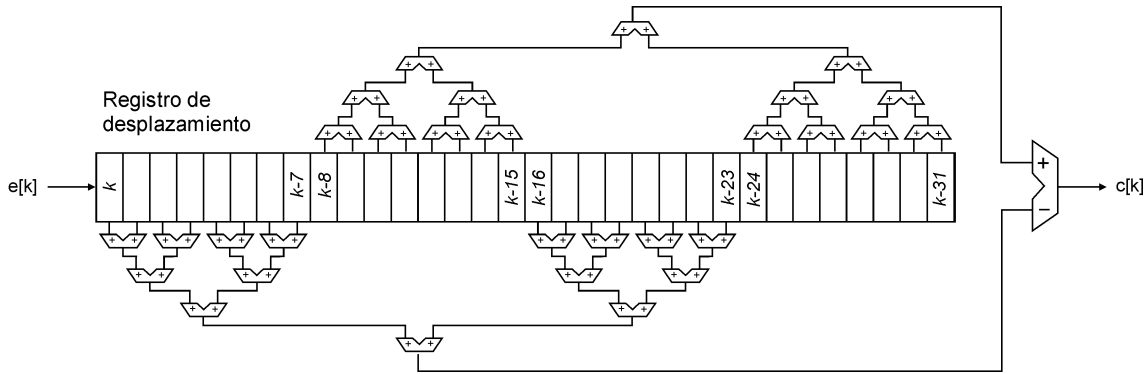
En el módulo desarrollado  $N_b = 8$ , donde se ha destinado un bit para la representación de la parte entera y 7 para la parte fraccionaria. Además, dado que la diferencia  $(\max - \min)$  puede tomar un valor que no será en general potencia de dos, y teniendo en cuenta la dificultad que entraña la implementación de la división, la amplificación realizada en la práctica es  $e[k - L - 1] = (m[k - L - 1] - \min) \times 2^{8-r}$ , donde  $2^r$  es la potencia de dos inmediatamente superior a la diferencia  $(\max - \min)$ .



**Figura 6.4:** Implementación hardware del preamplificador digital.

### 6.3.2. Demodulador BPSK

El demodulador BPSK asíncrono descrito en la sección 5.2.2 es simplemente un correlador digital acoplado al símbolo empleado en la modulación, que puede ser por tanto fácilmente implementado en una FPGA con un diseño similar al mostrado en la figura 4.1 para un correlador digital genérico. No obstante, puede conseguirse un importante ahorro de recursos si la correlación se realiza con una versión rectangular del símbolo empleado en la modulación. En este caso, las únicas operaciones a realizar sobre las muestras adquiridas son sumas y restas y el demodulador puede implementarse como un único registro de desplazamiento de 32 etapas cuyas muestras son sumadas con el mismo signo ( $k - 8$  a  $k - 15$  y  $k - 24$  a  $k - 31$ ) o con el signo invertido ( $k$  a  $k - 7$  y  $k - 16$  a  $k - 23$ ), tal y como muestra la figura 6.5. Este importante ahorro en el número de recursos se obtiene a cambio de un ligero incremento en el ruido autoinducido observado a la salida de los correladores.



**Figura 6.5:** Implementación hardware del demodulador BPSK asíncrono.

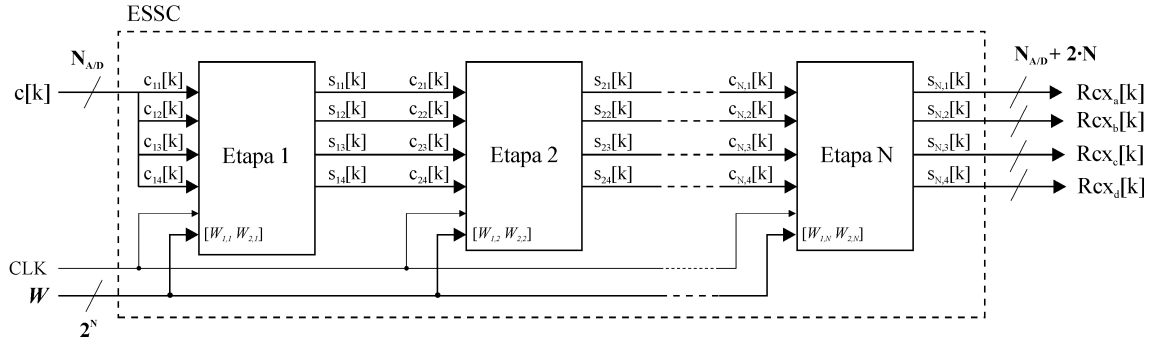
### 6.3.3. Correlador eficiente ESSC

El diseño del correlador eficiente ESSC se ha estructurado en torno a 2 parámetros genéricos de la especificación VHDL, como se puede ver en la figura 6.6. Por un lado, es posible configurar el número de etapas del esquema y, en consecuencia, el número de bits de las secuencias a tratar. Por otro lado, es también posible variar el número de bits con los que se codificará la señal de entrada  $c[k]$  al sistema, así como las de salida  $Rcx_a$ ,  $Rcx_b$ ,  $Rcx_c$  y  $Rcx_d$ . Este último parámetro afectará directamente a la precisión del diseño y a la calidad de los resultados.

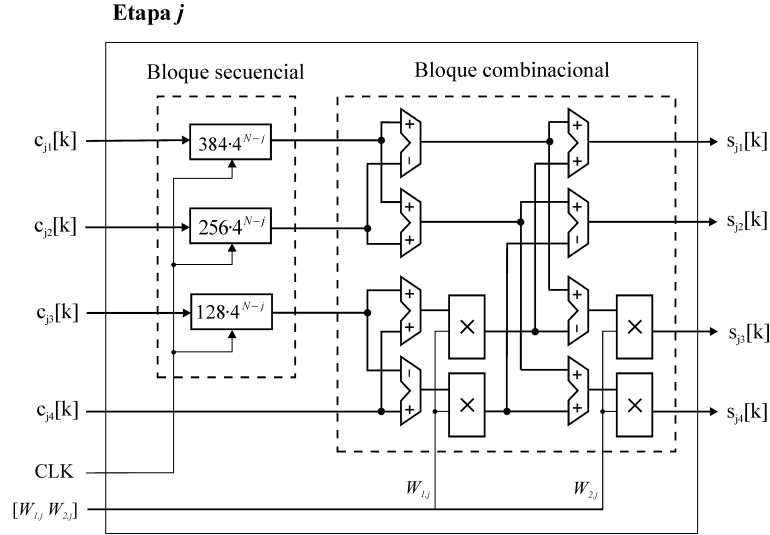
Internamente, el diseño de cada etapa ha sido dividido en dos módulos perfectamente diferenciados tal y como puede verse en la figura 6.7: un bloque combinacional, donde se agrupan los diversos elementos aritméticos, y una parte secuencial donde se encuentran las diversas unidades de retardo que son necesarias en el esquema del correlador. Los cuatro multiplicadores que aparecen en el bloque combinacional son fácilmente implementados en la práctica gracias al carácter binario de las semillas  $W_{1,j}$  y  $W_{2,j}$ . El valor de estos coeficientes

determina simplemente la configuración final de los sumadores y restadores de la etapa  $j$ -ésima. En cuanto al bloque secuencial, se ha empleado en su implementación el módulo básico SRL16, elemento interno de la arquitectura de los dispositivos FPGA más recientes de Xilinx [Xil03b]. Éstos han sido concatenados y configurados en función de las diferentes etapas que constituyen el correlador.

Puesto que la anchura del *datapath* se incrementa con cada nueva etapa, es claro que la memoria total necesaria para implementar el correlador puede minimizarse situando en primer lugar los bloques de retardo de mayor valor, circunstancia que ya se adelantó en la sección 4.3.3 al obtener la expresión (4.26).



**Figura 6.6:** Arquitectura propuesta para la implementación del correlador eficiente ESSC.



**Figura 6.7:** Estructura de los bloques combinacional y secuencial.

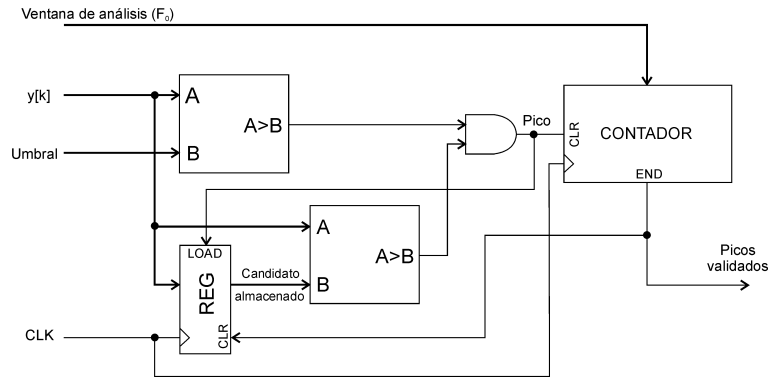
La señal que entra en el correlador procedente del demodulador BPSK se ha representado en formato de coma fija de 13 bits (6 para la parte entera y 7 para la fraccionaria). A partir de este valor de entrada el *datapath* del sistema se va ampliando en cada una de las etapas, para evitar cualquier tipo de desbordamiento o truncamiento en las sucesivas operaciones

aritméticas. Con esta precisión de 7 bits para la parte fraccionaria el error de cuantificación introducido por el correlador es tan solo el 0.83 % del rango máximo de salida.

#### 6.3.4. Detector de picos

El sistema detector de picos basado en una umbralización estática constituye la última etapa del módulo de detección y es el encargado de validar los máximos locales que se obtienen a la salida de los correladores, tal y como ya se ha descrito en el capítulo anterior.

Este sistema ha sido implementado tal y como muestra la figura 6.8, de modo que tanto el valor del umbral como el tamaño de la ventana de análisis pueden ser seleccionados a través del parámetro externo correspondiente. Una nueva muestra  $y[k]$  que llega del correlador eficiente es almacenada como candidata a pico en el registro si cumple una doble condición: por un lado debe superar el umbral fijado externamente, y por otro lado debe superar el valor del último candidato. Si después de un determinado número de muestras, controlado por el contador que aparece a la derecha, no aparece un nuevo candidato, el candidato almacenado en el registro es finalmente validado y este registro es borrado. La única diferencia que existe entre el comportamiento de este sistema y el del algoritmo de detección descrito en la sección 5.2.3 es que este sistema sólo validará el primero de un conjunto de máximos de idéntico valor que son recibidos dentro de la ventana de análisis, mientras que el algoritmo valida todos estos picos tal y como se vio en la figura 5.17.



**Figura 6.8:** Implementación hardware del detector de picos basado en una umbralización estática.

#### 6.3.5. Características globales de la implementación

Los cuatro módulos descritos en las secciones anteriores pueden ser implementados conjuntamente en una plataforma basada en la FPGA XC2V4000 de Xilinx [Xil05], ocupando cada uno de ellos el tamaño que se especifica en la tabla 6.2. Cada uno de estos módulos puede proporcionar un nuevo resultado en un ciclo de la señal de reloj de la FPGA (25 ns), un tiempo muy por debajo del periodo de muestreo que asegura la capacidad de operación

en tiempo real del módulo de detección.

	Pre-amplif.	Demodulación	Algoritmo ESSC	Detección de picos
Slices	812	505	8842	61

**Tabla 6.2:** Recursos consumidos por la implementación propuesta sobre la FPGA XC2V4000.

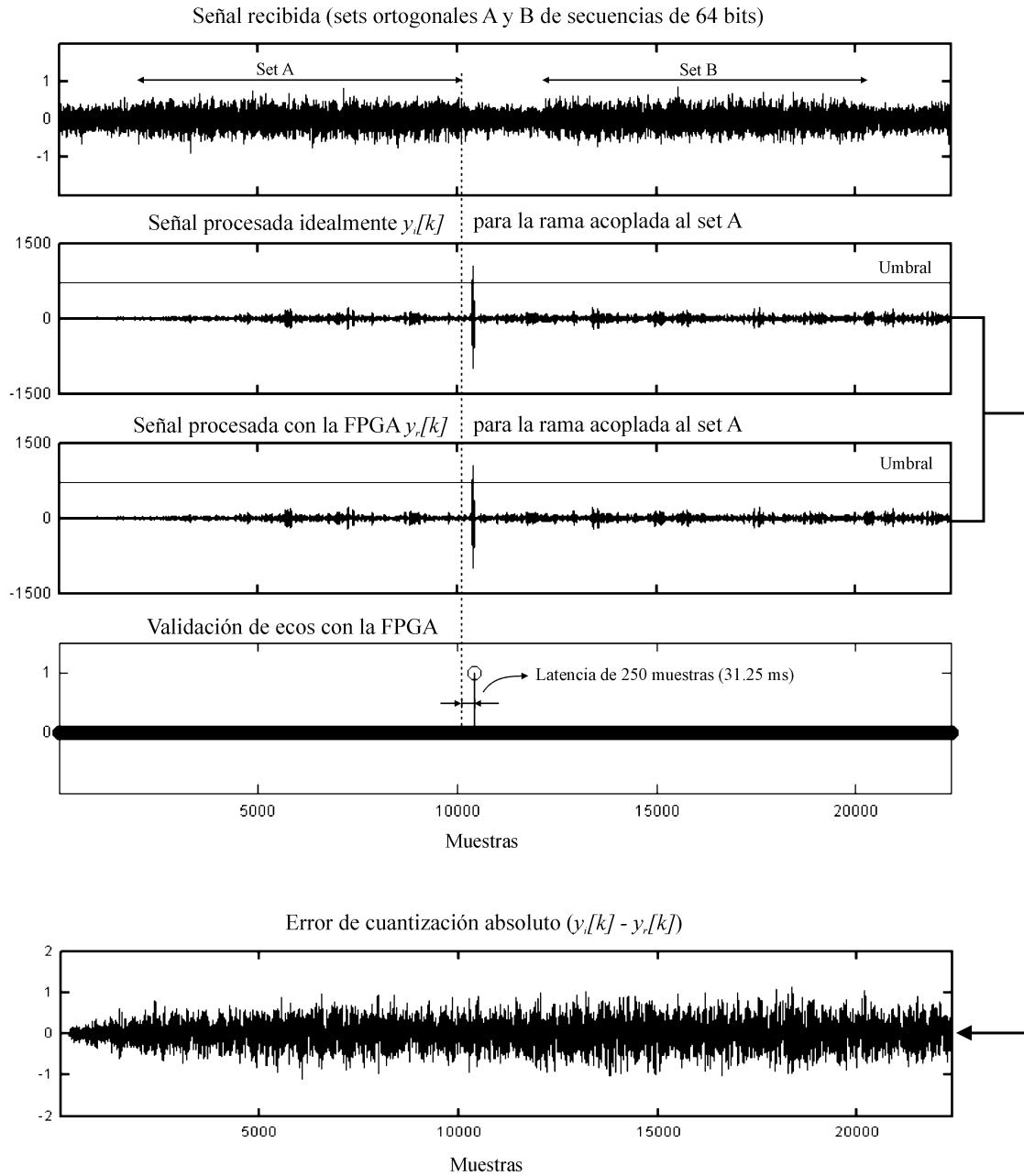
La ejecución sincronizada de las cuatro tareas implicadas en el proceso de detección ha sido organizada en una estructura *pipeline* en la que todas las tareas son ejecutadas en un periodo de muestreo, de modo que el sistema proporciona un nuevo resultado cada  $1.25 \mu s$  con una latencia de  $(F_1 + 1 + 1 + F_0) \cdot 1.25 \mu s$ , siendo  $F_1$  el tamaño de la ventana de amplificación y  $2 \cdot F_0 + 1$  el tamaño de la ventana de umbralización.

La figura 6.9 muestra los resultados obtenidos al simular el comportamiento de la FPGA con una ventana de preamplificación de 200 muestras y una ventana de umbralización de 97 muestras. En esta figura, la señal recibida está formada por dos conjuntos ortogonales de cuatro secuencias (sets A y B) con una relación señal-ruido de 0 dB. Las gráficas segunda y tercera muestran respectivamente la detección ideal del conjunto A y su detección real realizada por la FPGA. A continuación se muestra la validación del pico obtenido en este último caso, donde puede apreciarse la latencia esperada de  $31.25 \mu s$ . Finalmente, la última gráfica muestra el error de cuantización absoluto cometido con esta implementación.

## 6.4. Resultados obtenidos con señales reales

En esta última sección se presentan un conjunto de resultados, obtenidos con señales ultrasónicas reales que permiten comprobar experimentalmente propiedades del sistema descritas anteriormente mediante simulación, tales como su capacidad de operación multimodo, su resolución espacial y su capacidad de operación en tiempo real. Se analizan también otras características no simuladas como son la reducción de la zona ciega y la dependencia de la capacidad de detección con el ángulo de recepción de la señal.

Antes de obtener el prototipo hardware descrito en la sección anterior, el comportamiento real del sistema se ha estudiado haciendo uso de una tarjeta de adquisición de altas prestaciones NuDAQ-2010 de ADLINK Technology [ADL02]. Esta tarjeta, basada en una arquitectura PCI de 32 bits, posee dos canales de salida analógicos que pueden ser utilizados para excitar simultáneamente dos transductores ultrasónicos, emitiendo a través de ellos los conjuntos de secuencias complementarias que han sido generados y almacenados previamente en un PC. La tarjeta posee igualmente cuatro canales de entrada analógicos con una resolución de 14 bits, a través de los cuales se pueden adquirir las señales recibidas con una frecuencia de muestreo de hasta  $2 MHz$ . Las muestras adquiridas son de nuevo almacenadas para ser procesadas posteriormente en el mismo PC, aplicando los correspondientes



**Figura 6.9:** Comportamiento de la implementación sobre hardware configurable del módulo de detección.

algoritmos de detección que han sido programados en un lenguaje de alto nivel.

Este sistema ha sido empleado en todas las pruebas experimentales realizadas en el exterior, incluyendo los análisis descritos en las secciones 3.5 y 5.4 y ha sido utilizado igualmente para estudiar la capacidad real de operación multimodo que se muestra en el primer apartado de esta sección.

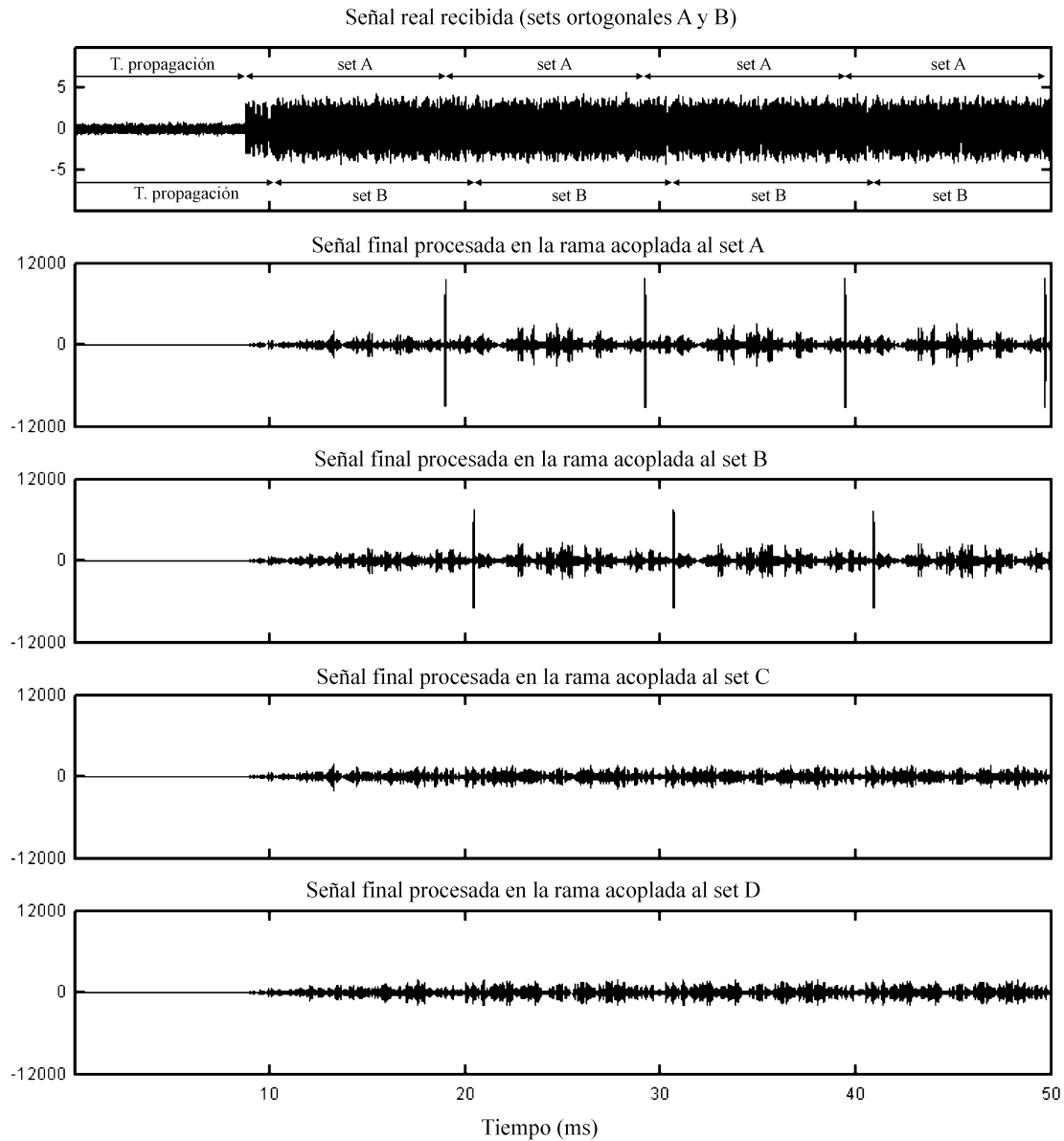
La resolución espacial del sistema, así como la dependencia de su capacidad de detección con el ángulo de recepción de la señal, han sido estudiadas haciendo uso del sistema sónar avanzado desarrollado por diversos centros de investigación europeos en el marco del proyecto CIRCE [CIR05]. Este sistema sónar de inspiración biológica, se encuentra actualmente en el laboratorio de Percepción Activa de la Universidad de Amberes (Bélgica) y está formado por dos transductores-receptores situados a ambos lados de un transductor-emisor que imitan, de este modo, el sistema sensorial ultrasónico constituido por la boca y las orejas de un murciélago. Este sistema es ideal para realizar los análisis señalados ya que el sistema mecánico que incorpora permite un control muy preciso de la posición de la “cabeza” y, además, emplea el mismo tipo de transductor ultrasónico que el propuesto en esta tesis. Se puede encontrar una información más detallada sobre este sistema sónar en [PWH98] y [WPH98]. Los resultados obtenidos con su ayuda se muestran en el segundo apartado de esta sección.

Finalmente, en un tercer bloque se muestran los resultados obtenidos con el prototipo hardware implementado en una plataforma configurable. Con este sistema se ha comprobado la capacidad de operación en tiempo real del sistema, así como la reducción de la zona ciega de los transductores. En el apéndice C pueden encontrarse imágenes de los distintos sistemas empleados en el análisis experimental con señales reales.

#### 6.4.1. Operación multimodo

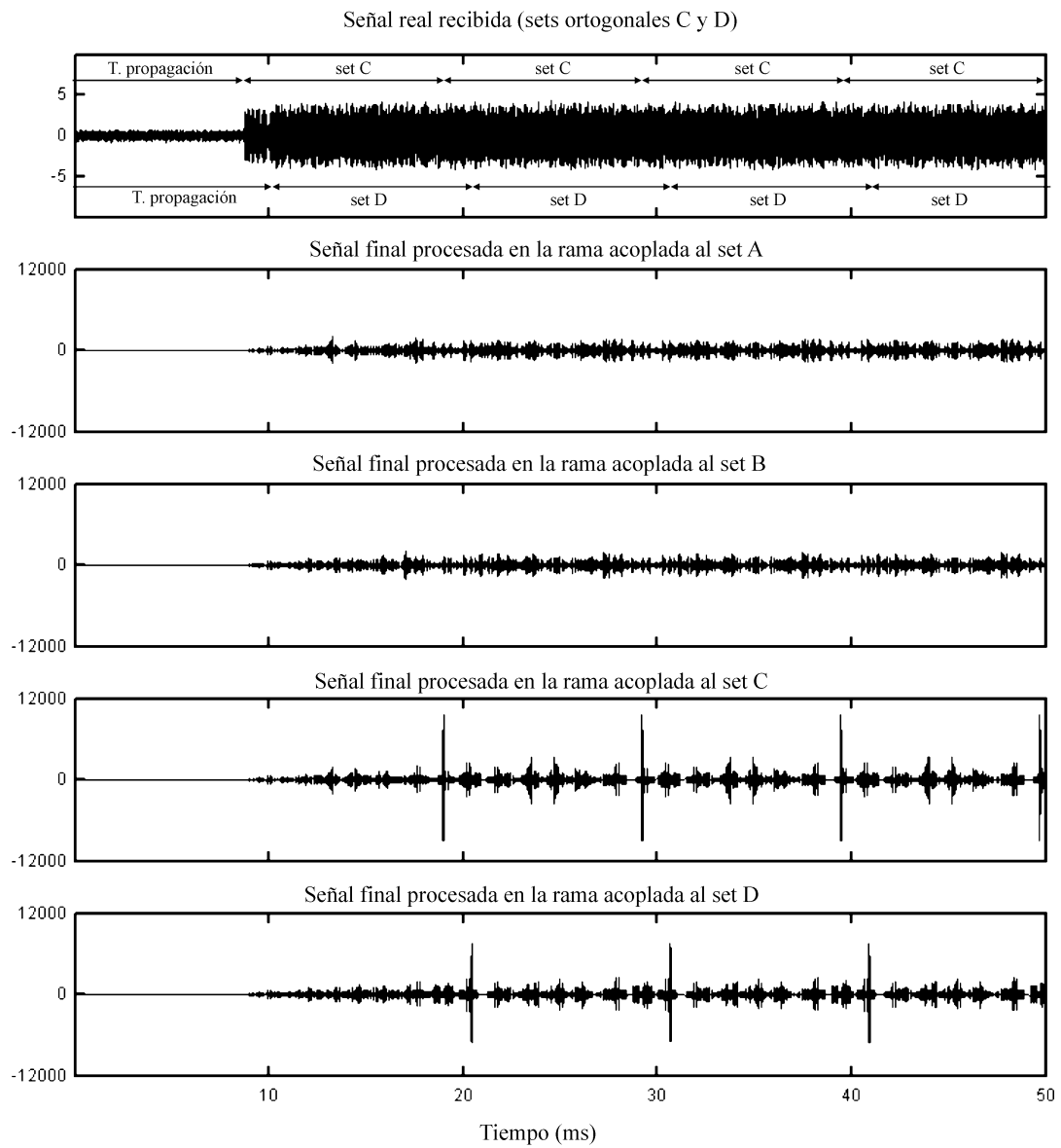
La capacidad del sistema sensorial propuesto para discriminar hasta cuatro señales distintas recibidas simultáneamente ha sido ya comprobada mediante las simulaciones mostradas en las figuras 5.19 a 5.22 del capítulo anterior. Como se ha comentado anteriormente, la emisión simultánea de señales reales codificadas se ha realizado a través de los dos canales analógicos de salida de que dispone la tarjeta de adquisición NuDAQ-2010, que ha sido empleada igualmente para la discretización de la señal recibida. La figura 6.10 muestra los resultados obtenidos en el laboratorio al realizar la emisión continua durante 100 *ms* de dos conjuntos ortogonales (A y B) desde sendos transductores situados a una distancia de 3 y 3.5 metros del micrófono receptor respectivamente. La señal recibida se ha correlado con los cuatro conjuntos de secuencias complementarias mutuamente ortogonales siguiendo el esquema de detección propuesto en la figura 5.18. Como puede verse claramente en esta figura, los dos conjuntos emitidos son correctamente detectados en las ramas correspondientes. La figura 6.11 muestra los resultados obtenidos cuando se realiza la emisión de los conjuntos C y D.

La capacidad de operación multimodo ha sido también analizada en el exterior, como muestran las figuras 6.12 y 6.13. En este caso los emisores se han situado a una distancia de  $14\text{ m}$  y  $16.75\text{ m}$  del receptor. De nuevo la primera figura muestra la emisión de los conjuntos A y B mientras que la segunda muestra la de los conjuntos C y D. Ambas pruebas fueron realizadas con una actividad turbulenta de intensidad media.

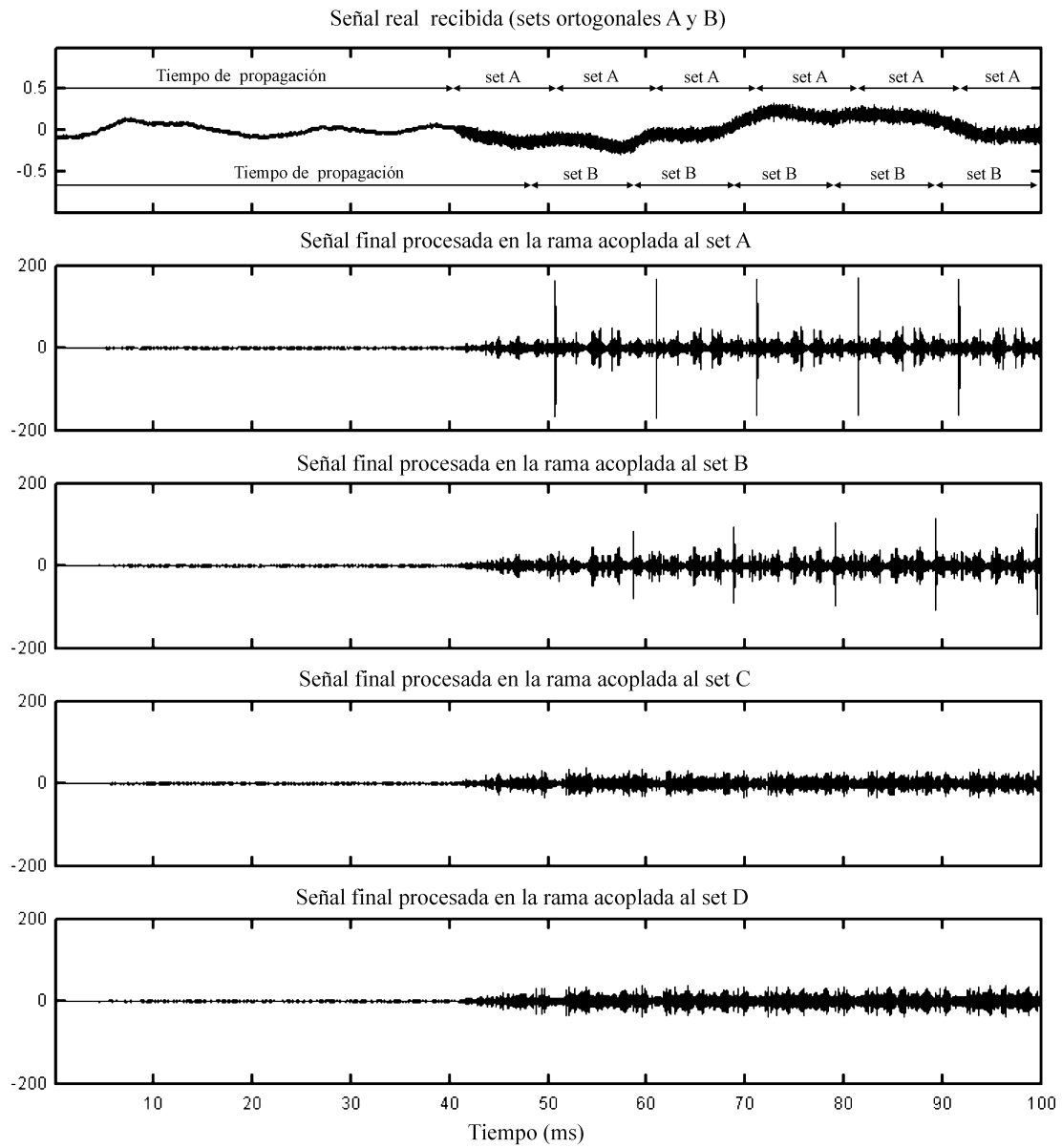


**Figura 6.10:** Recepción simultánea de los conjuntos ortogonales A y B en el laboratorio.

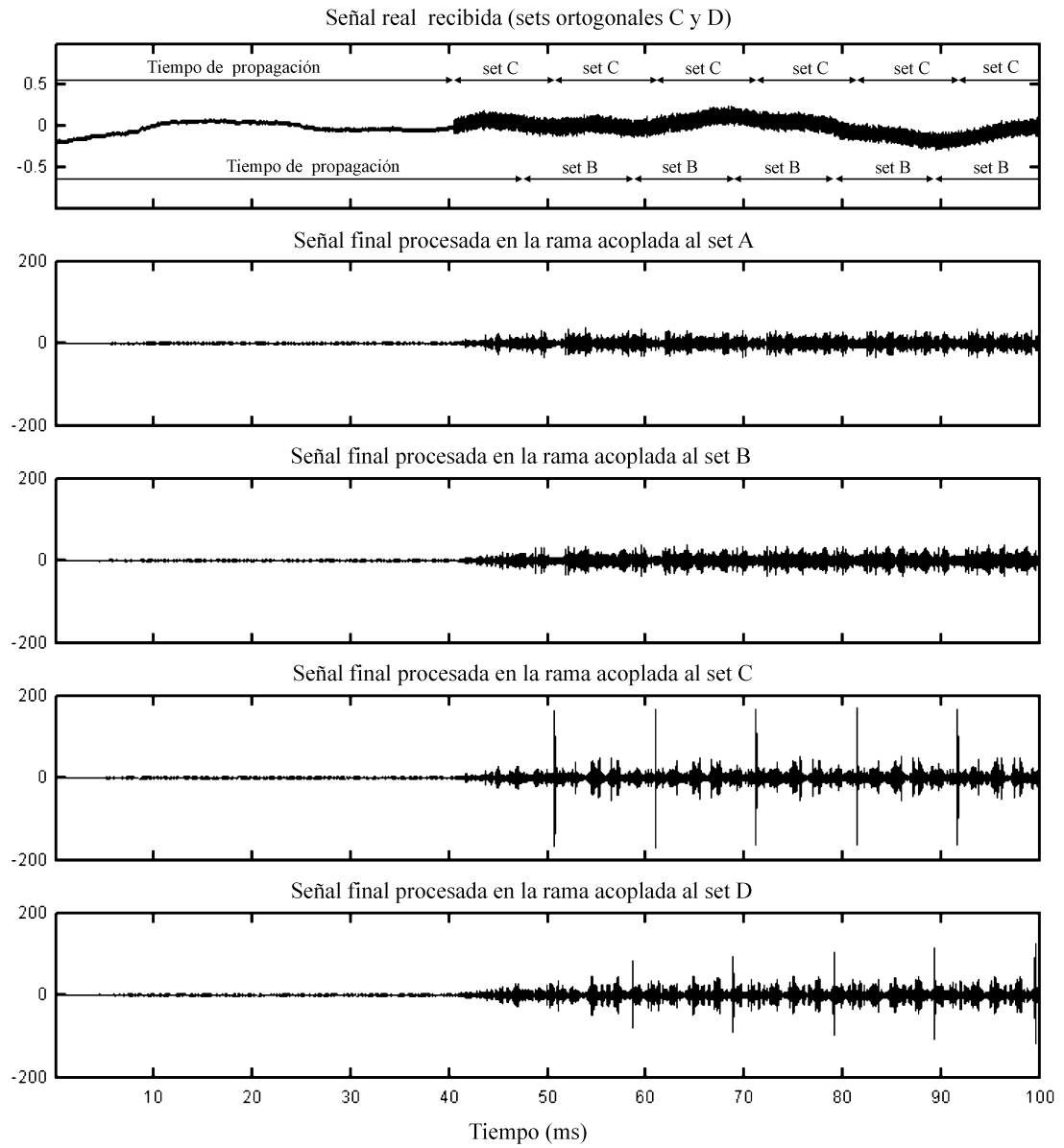




**Figura 6.11:** Recepción simultánea de los conjuntos ortogonales C y D en el laboratorio.



**Figura 6.12:** Recepción simultánea de los conjuntos ortogonales A y B en el exterior con actividad turbulenta de intensidad media.



**Figura 6.13:** Recepción simultánea de los conjuntos ortogonales C y D en el exterior con actividad turbulenta de intensidad media.

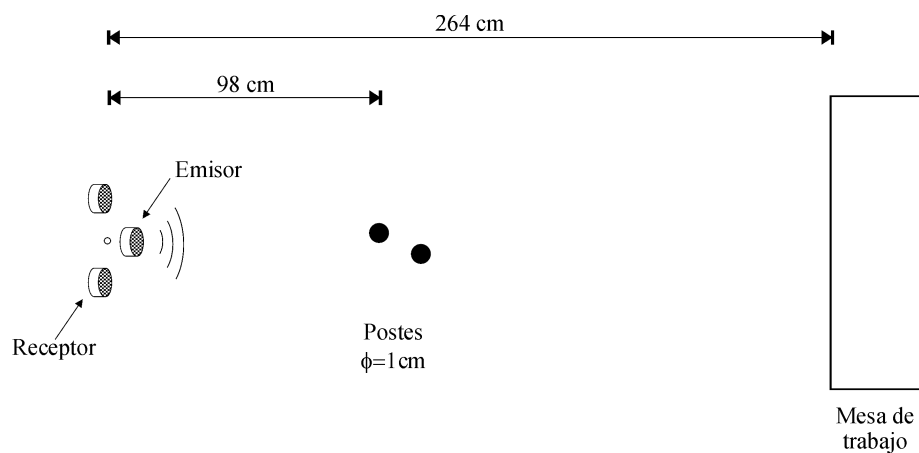
### 6.4.2. Resolución espacial y dependencia de la capacidad de detección con el ángulo de recepción

Las pruebas experimentales encaminadas a estudiar la resolución espacial real del sistema, así como la influencia que tiene el ángulo de recepción de las señales sobre la capacidad de detección del mismo, se han llevado a cabo en la Universidad de Amberes haciendo uso del sistema sónar del que dispone el laboratorio de Percepción Activa de esta Universidad. Para ello ha sido necesario adaptar todos los algoritmos de proceso desarrollados a la frecuencia de muestreo de  $500\text{ kHz}$  empleada por este sistema.

Puesto que la longitud de las secuencias emitidas no tiene ninguna influencia en las dos características a estudiar en este apartado, se ha realizado la emisión de conjuntos de secuencias de 16 bits en lugar los 64 bits considerados hasta ahora. Esto permite, por un lado, reducir notablemente el tiempo de proceso de los datos adquiridos, y por otro, que el primer eco recibido no aparezca solapado con ningún otro eco proveniente de objetos situados detrás del primer reflector. Como ya se ha comentado anteriormente, este sensor está constituido por un transductor central que actúa de emisor y dos transductores/receptores laterales [PWH98, WPH98]. En todas las pruebas realizadas en esta sección se ha utilizado únicamente el receptor situado a la derecha del emisor.

#### Resolución espacial

La figura 6.14 muestra el escenario de pruebas empleado para determinar la resolución espacial del sistema. Como puede verse en esta figura, una pareja de barras cilíndricas de  $1\text{ cm}$  de diámetro se ha situado en frente del sensor ultrasónico, estando la primera de ellas situada a una distancia de  $98\text{ cm}$  del eje de rotación del sensor. Los ecos recibidos por el receptor derecho han sido almacenados y procesados *off-line* con los nuevos algoritmos de proceso adaptados a una frecuencia de muestreo de  $500\text{ kHz}$  y una longitud de 16 bits.

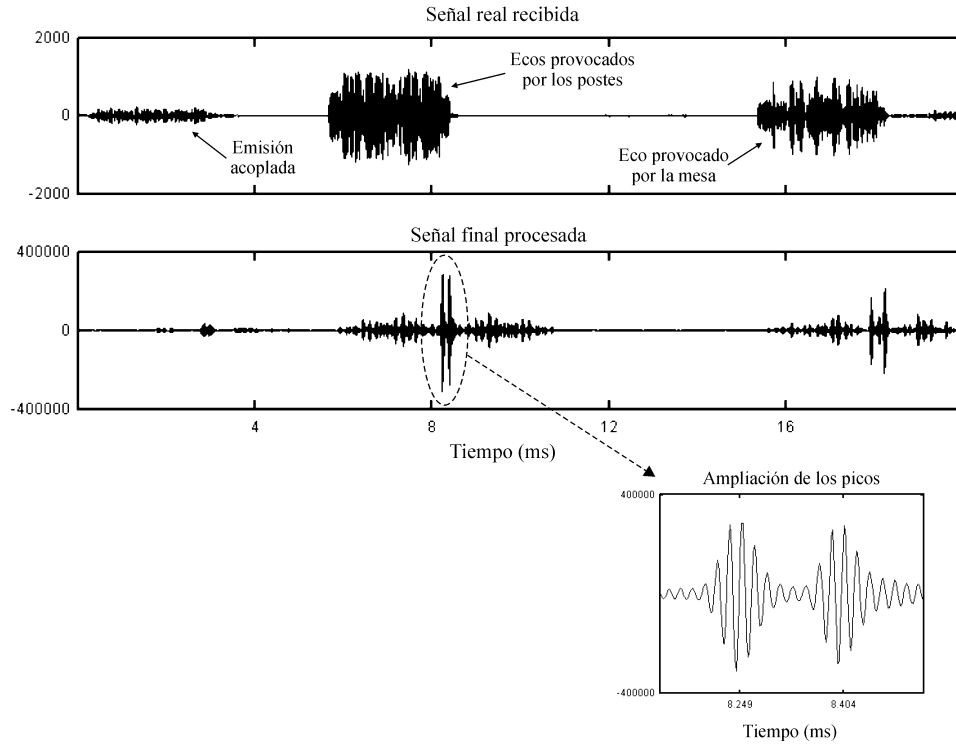


**Figura 6.14:** Escenario de pruebas empleado en el estudio de la resolución espacial.

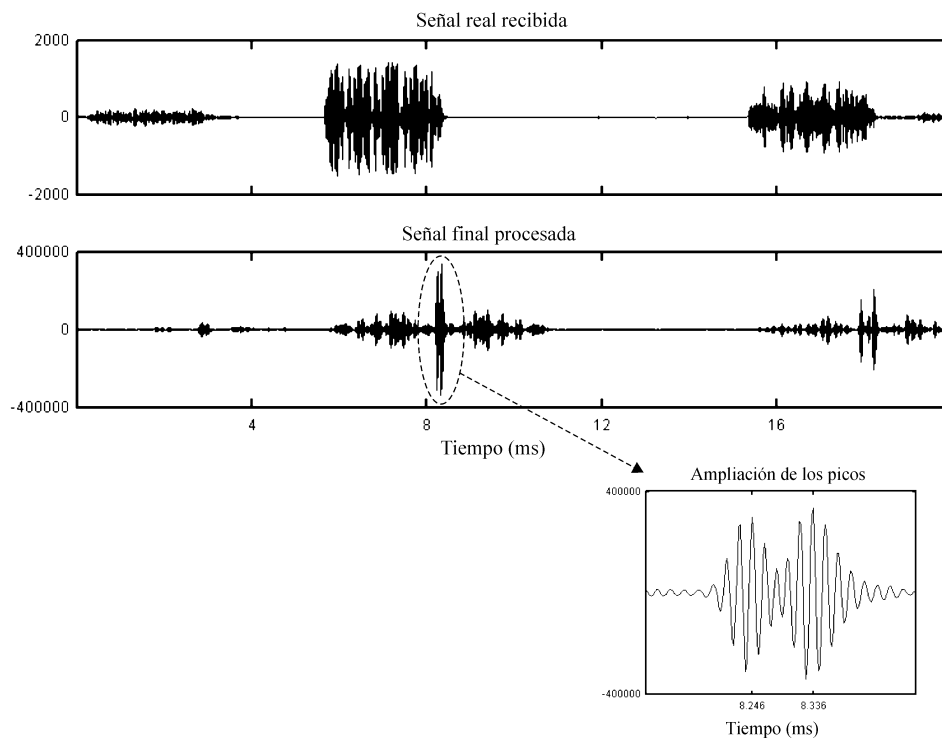
Las figuras 6.15 a 6.17 muestran los resultados obtenidos cuando la segunda barra es situada a una distancia de 101, 100 y 99 *cm* respectivamente del eje de rotación del sensor. Como puede verse en la primera de estas figuras, cuando la distancia de separación entre ambos postes está en torno a 3 *cm*, los picos obtenidos después de la correlación aparecen completamente separados y la posición de los postes puede ser determinada con gran exactitud, que resulta ser de 97.71 y 100.37 *cm* respectivamente en este caso. Para determinar esta distancia a partir de los instantes de validación de los picos de correlación que pueden verse en la ampliación de estos picos, se ha supuesto una velocidad de propagación del sonido de 343.5 *m/s* y se ha tenido en cuenta que la duración de las secuencias emitidas es de 2.56 *ms*.

En la figura 6.16 puede verse que para una distancia de separación en torno a 2 *cm* siguen distinguiéndose con claridad los picos obtenidos en la correlación de ambos ecos, aunque en este caso estos picos aparecen con un cierto solapamiento que puede provocar el desplazamiento de los lóbulos principales y el consiguiente error. Las distancias obtenidas en este caso han sido 97.66 y 99.20 *cm*.

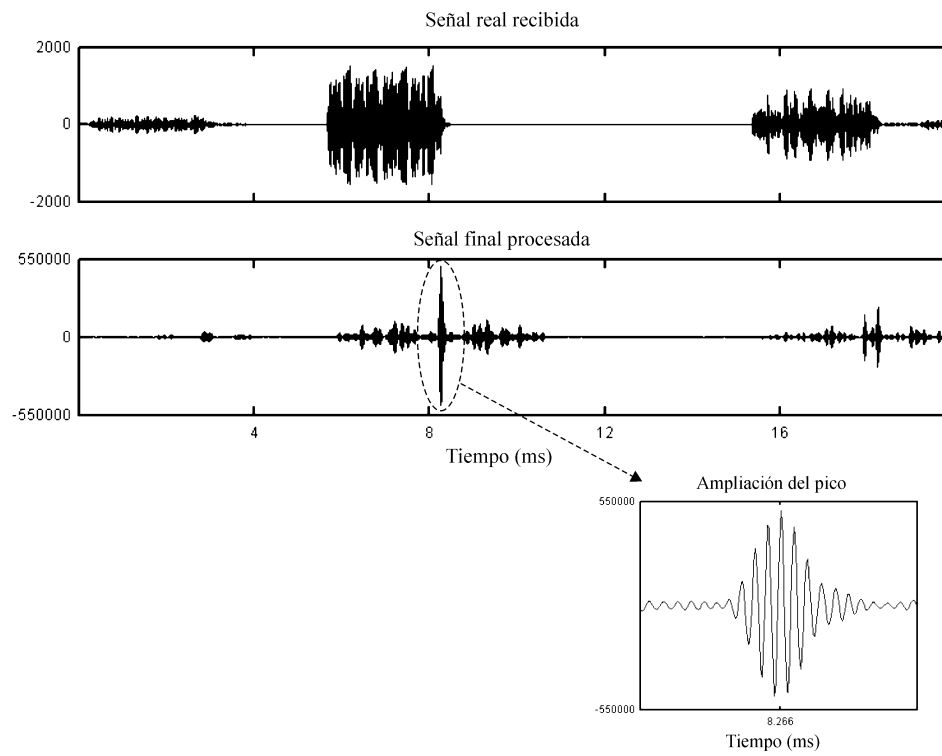
Finalmente, la figura 6.17 muestra que cuando la separación entre ambos postes está en torno a 1 *cm*, las dos señales obtenidas después de la correlación están completamente solapadas y sólo un pico, con una posición intermedia, es validado. En conclusión, es posible afirmar que la resolución espacial del sistema propuesto cuando opera como un sistema sónar está entre 1 y 2 *cm*, resultado que está completamente de acuerdo con el valor teórico de 1.05 *cm* obtenido en la sección 5.3.2.



**Figura 6.15:** Resultados reales obtenidos para una separación de 3 *cm*



**Figura 6.16:** Resultados reales obtenidos para una separación de 2 *cm*



**Figura 6.17:** Resultados reales obtenidos para una separación de 1 *cm*

### Dependencia de la capacidad de detección con el ángulo de recepción

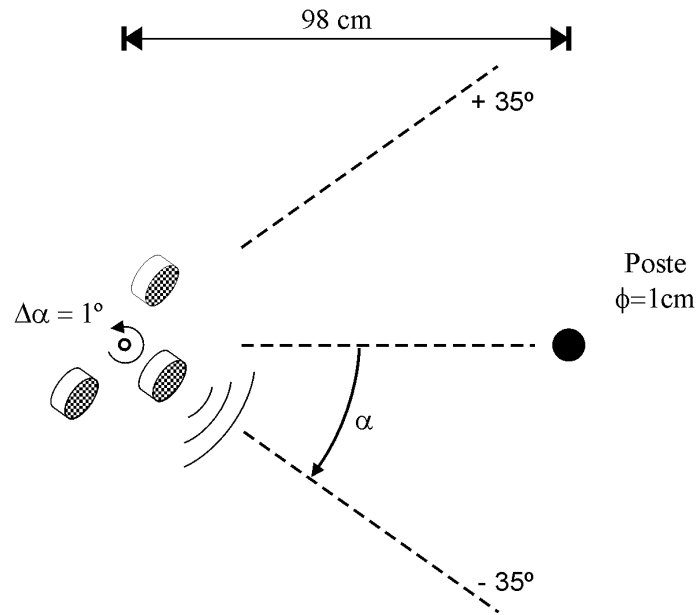
La dependencia que exhibe la respuesta en frecuencia de un transductor ultrasónico con el ángulo de emisión/recepción de la señal, puede tener un efecto notable sobre la capacidad de detección de un sistema basado en la correlación de la señal recibida con una forma de onda conocida. Como ya se ha comentado en la sección 5.1, este efecto es especialmente importante en el entorno de aquellos ángulos donde el patrón de emisión a la frecuencia de portadora presenta sus nodos característicos.

La figura 6.18 muestra el nuevo escenario empleado en el análisis experimental de este fenómeno. Un poste de 1 cm de diámetro se ha situado a 98 cm de distancia del reflector y, partiendo de una posición inicial en la que el eje acústico del emisor forma un ángulo de  $-35^\circ$  con la dirección del poste, el sensor se ha ido rotando en incrementos de  $1^\circ$  hasta alcanzar un ángulo final de  $+35^\circ$ , realizando un total de 71 medidas. Los resultados de este estudio se muestran gráficamente en la figura 6.19, donde puede verse que el poste es detectado para todos los ángulos comprendidos entre  $-31^\circ$  y  $+34^\circ$ . En todos los casos se ha obtenido un único pico al correlar el eco reflejado y, como era de esperar, a medida que el sensor gira en sentido antihorario y el receptor se aproxima al poste, las distancias medidas van disminuyendo.

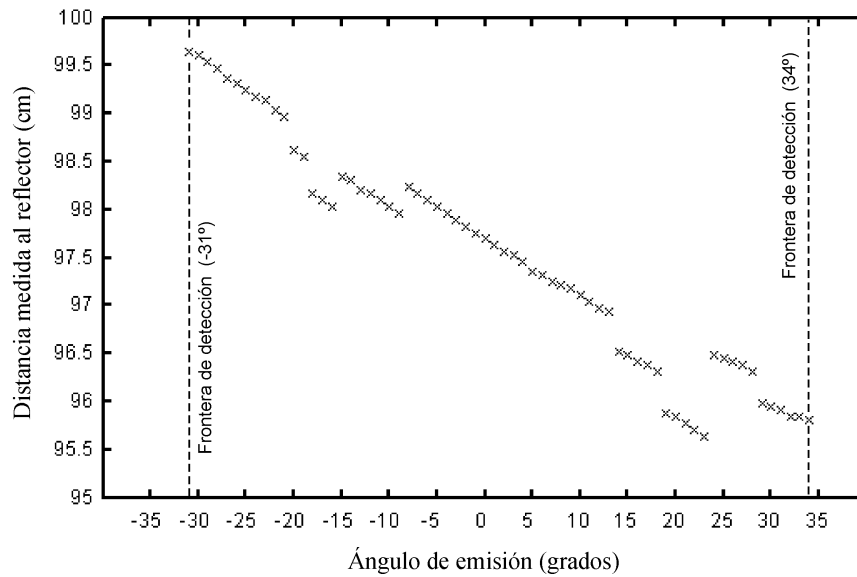
No obstante en esta figura pueden distinguirse varias situaciones anómalas en las que se mide una distancia mayor después de realizar un nuevo giro de  $1^\circ$  que aproxima ligeramente el receptor al poste. Esta situación puede explicarse por el efecto de filtrado del transductor, que debe estar modificando notablemente la forma de onda del eco recibido en los ángulos correspondientes a estas situaciones anómalas. Este hecho puede verse con claridad en la figura 6.20, donde se comparan las señales obtenidas para una emisión realizada en la dirección del reflector  $\alpha = 0^\circ$ , con las obtenidas para un ángulo  $\alpha = 23^\circ$ . En este segundo caso el eco recibido es tan débil que permanece por debajo del nivel de ruido ( $SNR < 0$ ), y el análisis de su espectro muestra con claridad el filtrado realizado por el transductor. A pesar de ello, el proceso de la señal recibida con los algoritmos de detección descritos en el capítulo anterior permite obtener un pico y determinar a partir de él la posición del reflector, aunque es evidente, al observar la forma de este pico de correlación, que dicha medida puede llevar asociado un error de cierta consideración.

#### 6.4.3. Operación en tiempo real y reducción de la zona ciega

Finalmente, la capacidad de operación en tiempo real del sistema desarrollado ha sido comprobada experimentalmente llevando a cabo la implementación del prototipo descrito en la sección 6.3 sobre la FPGA de mayor tamaño disponible en el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá, la FPGA XCV1000E de Xilinx [Xil03a].

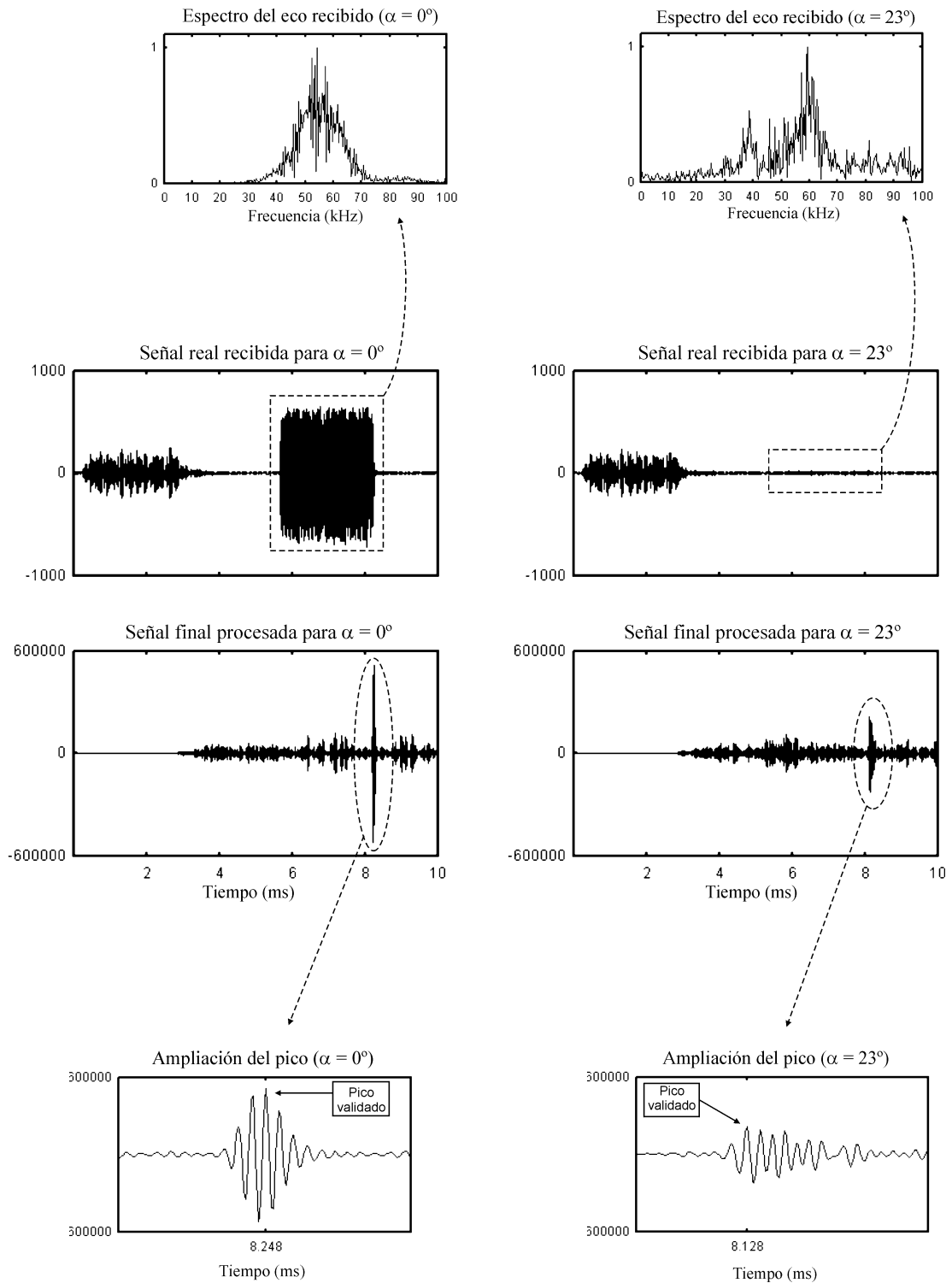


**Figura 6.18:** Escenario de pruebas empleado en el barrido.



**Figura 6.19:** Resultados obtenidos en el barrido para una distancia del eje de rotación al reflector de 98 cm.



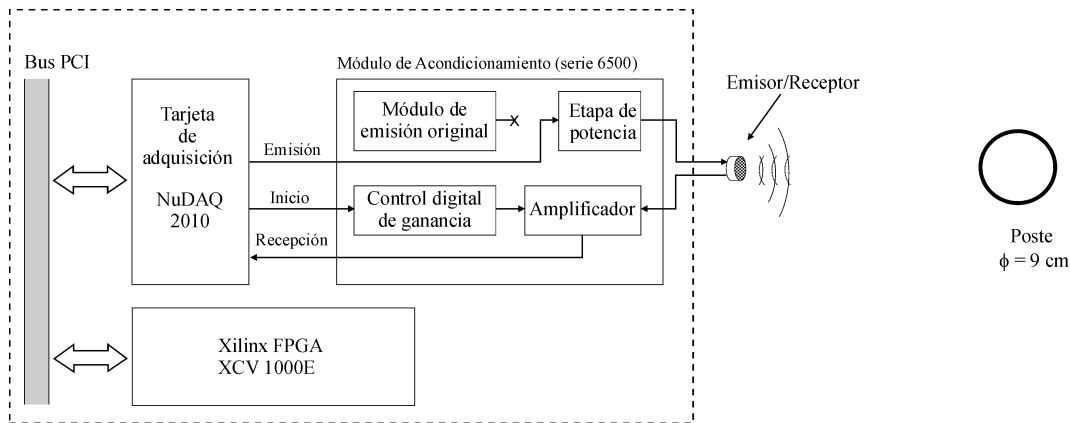


**Figura 6.20:** Comparación de los resultados obtenidos en el barrido para un ángulo de emisión de  $0^\circ$  (columna izquierda) y para uno de  $23^\circ$  (columna derecha).

Para ello ha sido necesario reducir la longitud de las secuencias emitidas a 16 bits y trabajar con una frecuencia de muestreo de  $400\text{ kHz}$ . De este modo disminuye considerablemente la cantidad de recursos de memoria que requiere la implementación del correlador eficiente, lo que hace posible la implementación del módulo de detección completo en esta FPGA de gama media. En la tabla 6.3 pueden verse los recursos reales consumidos por cada módulo, mientras que la figura 6.21 muestra el escenario de pruebas empleado en esta ocasión. Ahora un único transductor actúa como emisor/receptor de la señal, que es adquirida de nuevo haciendo uso de la tarjeta de altas prestaciones NuDAQ-2010.

	Pre-amplif.	Demodulación	Algoritmo ESSC	Detección de picos
Slices	612	133	1115	9

**Tabla 6.3:** Recursos consumidos por la implementación realizada sobre la FPGA XCV1000E.



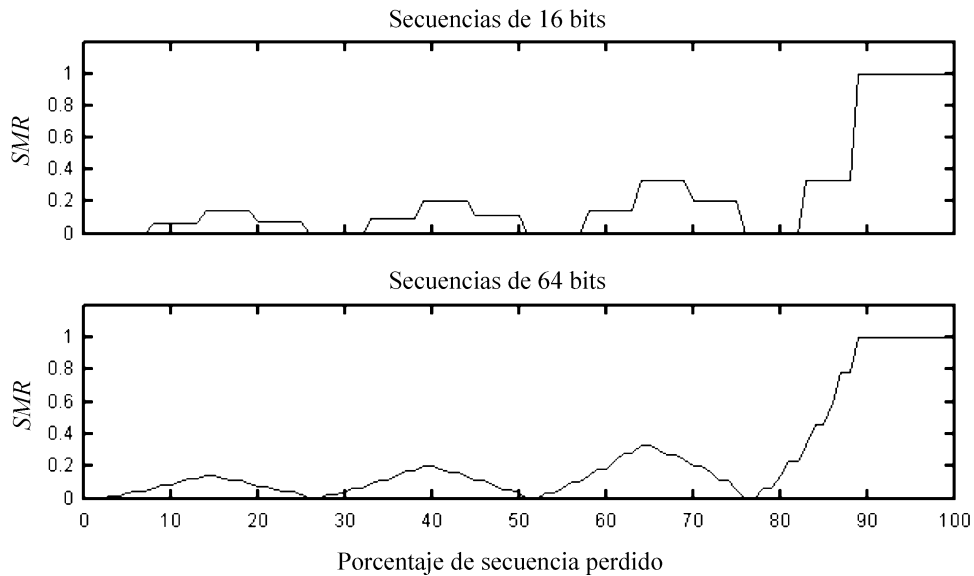
**Figura 6.21:** Sistema de proceso en tiempo real y escenario de pruebas.

Esta configuración es óptima para comprobar otra de las propiedades características del sistema de detección propuesto y que es consecuencia de las excelentes propiedades de autocorrelación de los conjuntos de secuencias complementarias: la reducción de la zona ciega.

En gran parte de los sistemas sónar propuestos hasta la fecha la utilización de un mismo transductor como emisor y como receptor implica la aparición de una zona en las cercanías del emisor donde ningún obstáculo puede ser detectado [BK91b, Ure98, Pol99, Kle01a]. El acoplamiento de la señal emitida con la etapa de recepción impide que cualquier reflector situado a una distancia menor que la mitad de la distancia recorrida por la onda durante la emisión sea detectado. La reducción de esta zona ha sido observada recientemente por Hernández *et al.* [HUM<sup>+</sup>05] en un sistema sónar basado en la emisión de parejas Golay. En este trabajo se muestra que al emitir este tipo de secuencias es suficiente con recibir en torno a un 20 % del eco reflejado para seguir obteniendo después de la correlación un SMR

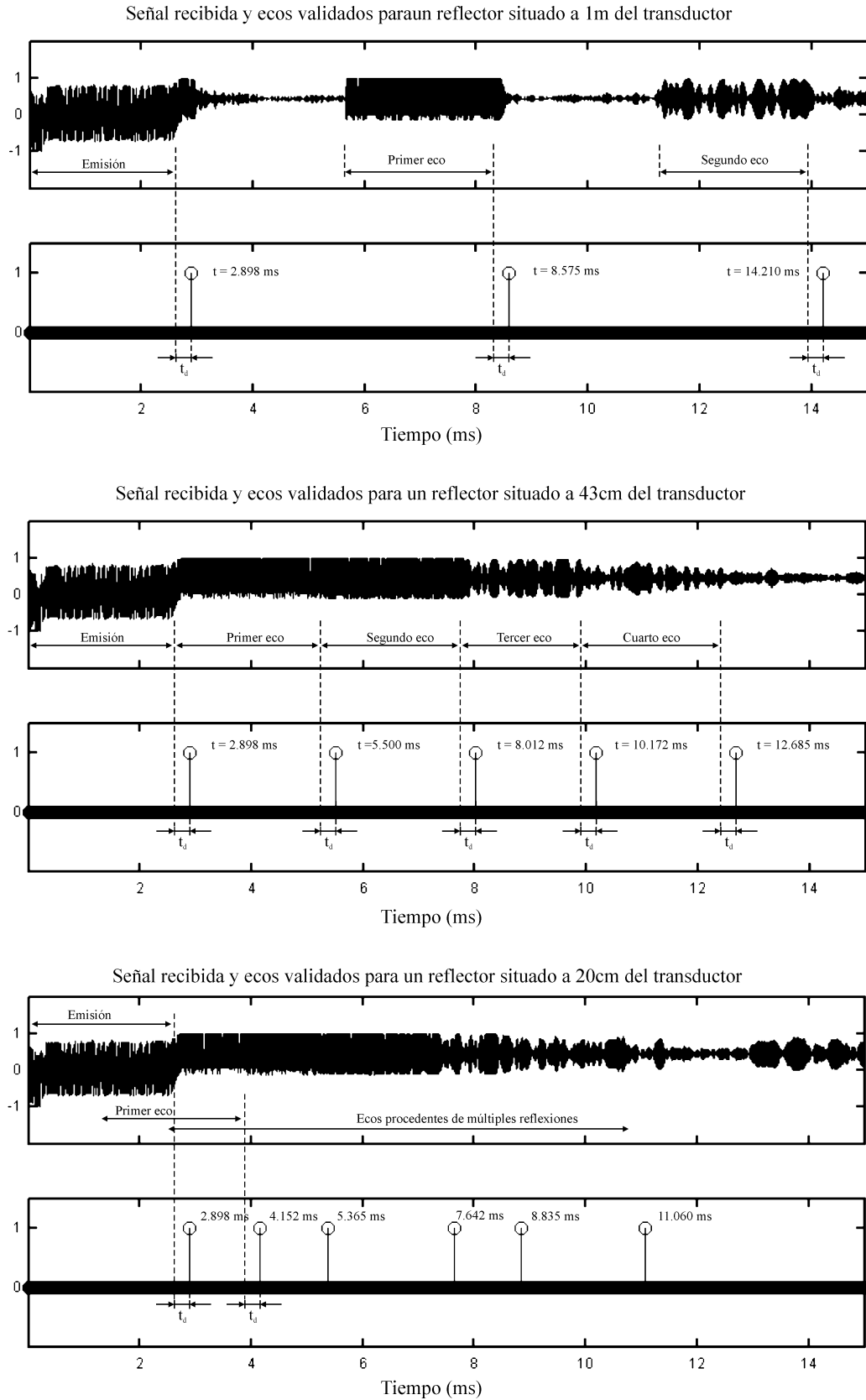
lo suficientemente elevado que permita validar el pico principal.

Puesto que los conjuntos de secuencias complementarias constituyen una generalización de las secuencias Golay, es de esperar que el sistema propuesto en esta tesis posea la misma propiedad. Este hecho puede verse reflejado en la figura 6.22, donde se ha representado el *SMR* obtenido al correlar conjuntos de cuatro secuencias complementarias de 16 y 64 bits en función del porcentaje de secuencias perdido. Como puede verse en esta figura, en ambos casos el *SMR* obtenido es menor que 0.5 siempre el porcentaje de secuencia perdido no supere el 85 %. Estableciendo este valor como límite para poder realizar una correcta detección del lóbulo principal, esto quiere decir que la distancia mínima a la que puede encontrarse el reflector es aproximadamente de 6.5 *cm* al emitir secuencias de 16 bits y de 26 *cm* al emitir secuencias de 64 bits. Nótese que estos valores son mucho más pequeños que los 43.97 *cm* y los 175.87 *cm* que caracterizan respectivamente la zona ciega de un sistema sónar cuya etapa de recepción está inhabilitada durante 2.56 *ms* (16 bits) y 10.24 *ms* (64 bits) de emisión.



**Figura 6.22:** Relación lóbulo lateral a lóbulo principal observada al correlar conjuntos de secuencias complementarias de 16 y 64 bits en función del porcentaje de secuencias perdido. Los valores mostrados son los máximos obtenidos al correlar los conjuntos de secuencias en banda-base.

En la práctica este límite es algo superior, y depende en cierta medida de la naturaleza del reflector que provoca los ecos. Un buen reflector situado muy cerca del transductor provoca la recepción de múltiples ecos de gran energía cuyo ruido autoinducido puede enmascarar por completo a los picos principales de la correlación. En la figura 6.23 pueden verse los resultados obtenidos en tiempo real para un poste situado fuera de la zona ciega (1 *m*), en el límite de esta zona (43 *cm*), y dentro de ella (20 *cm*). Como puede verse en esta figura, los múltiples ecos provocados por este buen reflector son detectados incluso en el último caso, cuando más de la mitad del primer eco es recibido durante la emisión.



**Figura 6.23:** Resultados en tiempo real obtenidos con el sistema de la figura 6.21 para un reflector situado fuera (1 m), en el límite (43 cm) y dentro (20 cm) de la zona ciega del transductor. En todos los casos la latencia observada ha sido  $t_d = 34$  ms.

## 6.5. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la implementación hardware de los algoritmos de proceso de la señal ultrasónica desarrollados en los capítulos anteriores, así como los distintos resultados experimentales obtenidos con señales reales a lo largo del desarrollo de la tesis, que permiten caracterizar las propiedades del sistema sensorial propuesto.

La elección de una arquitectura configurable para implementar estos algoritmos, en vez de una basada en un dispositivo programable, se ha justificado examinando los tiempos que requiere su ejecución en este último tipo de plataforma. Estos tiempos de ejecución, que resultan ser mayores que el periodo de muestreo en tres de las cuatro tareas involucradas en el proceso de detección, imposibilitan el uso de un sistema programable si se desea operar en tiempo real. Las características generales de la implementación del sistema completo sobre una plataforma basada en una FPGA XC2V4000 de Xilinx han sido descritas, detallando la cantidad de recursos consumidos por cada tarea, su tiempo de ejecución y la latencia que llevan asociada. El correcto funcionamiento de esta plataforma, que opera a una frecuencia de  $800\text{ kHz}$  con una latencia total de 250 muestras, ha sido comprobado mediante simulación.

En la segunda mitad del capítulo se han presentado los resultados reales obtenidos en las distintas pruebas realizadas a lo largo del desarrollo de la tesis, pruebas que han permitido comprobar experimentalmente las propiedades características del sistema sensorial propuesto. Las propiedades que han sido objeto de estudio son:

- *Operación multimodo:* la capacidad del sistema propuesto de distinguir hasta cuatro emisiones distintas ha sido comprobada experimentalmente realizando la emisión por parejas de cuatro conjuntos ortogonales de secuencias de 64 bits. Esta emisión se ha realizado tanto en el laboratorio para unas distancias de propagación de 3 y 3.5 metros, como en el exterior para unas distancias mayores, de 14 y 16.5 metros, y bajo una actividad turbulenta de intensidad media. En ambos casos se ha comprobado que la llegada de los conjuntos emitidos es detectada únicamente en la rama del módulo detector acoplada a ese conjunto.
- *Resolución espacial:* la capacidad del sistema de distinguir los ecos provenientes de dos reflectores muy cercanos ha sido estudiada con la ayuda de dos postes delgados, que han sido emplazados a diferentes distancias de un sistema sónar que emite los códigos propuestos. Los resultados obtenidos muestran que la resolución espacial real del sistema está entre 1 y 2 cm, en plena concordancia con los resultados teóricos mostrados en el capítulo anterior.
- *Influencia del ángulo de emisión/recepción en la capacidad de detección:* el mismo sistema sónar que el empleado para determinar la resolución espacial del sistema ha sido utilizado para estudiar en qué manera puede verse afectada la capacidad de

detección en función de la posición angular del reflector. Se ha visto que un poste delgado situado a un metro del sensor es detectado para ángulos de hasta  $34^\circ$ , aunque existen algunas posiciones donde las medidas tomadas están sujetas a cierto error como consecuencia del efecto de filtrado de los transductores.

- *Operación en tiempo real:* el sistema de detección completo, formado por los módulos de preamplificación, demodulación, correlación eficiente y detección de picos, ha sido implementado en una FPGA XCV1000E de Xilinx reduciendo para ello la longitud de las secuencias emitidas de 64 a 16 bits y la frecuencia de muestreo de 800 a 400  $kHz$ . Con esta implementación real se ha comprobado la capacidad de operación en tiempo de ejecución del sistema propuesto, que presenta una latencia de 34  $ms$ .
- *Reducción de la zona ciega:* finalmente, y haciendo uso de la implementación hardware descrita en el punto anterior, se ha comprobado la capacidad del sistema para detectar obstáculos muy cercanos cuyos ecos se reciben solapados con la señal emitida. Esta importante propiedad permite reducir notablemente la zona ciega característica de los sistemas sónar donde un mismo transductor es utilizado como emisor y como receptor.

## Capítulo 7

# Conclusiones y trabajos futuros

### 7.1. Conclusiones

En esta tesis se ha propuesto un nuevo sistema sensorial ultrasónico para uso en ambientes externos que basa la fiabilidad de su comportamiento en una codificación eficiente de la señal con conjuntos de secuencias complementarias. Este sistema se caracteriza además por su capacidad de discriminar hasta cuatro emisiones realizadas simultáneamente, su alta inmunidad al ruido y su capacidad de operación en tiempo real una vez implementados los algoritmos de proceso sobre una plataforma de computación de bajo coste.

El desarrollo de este sistema se ha estructurado en cuatro etapas bien definidas, a saber: análisis de toda la fenomenología asociada a la propagación de ondas ultrasónicas en el exterior, propuesta de un esquema de codificación adecuado en base a las conclusiones derivadas de este estudio, diseño del sensor ultrasónico y, por último, su implementación hardware. Se detallan a continuación las principales aportaciones realizadas en cada una de estas etapas.

#### 7.1.1. Análisis de la propagación del ultrasonido en el exterior

El estudio de los diversos mecanismos que tienen un efecto determinante en la propagación de las ondas ultrasónicas a través de la atmósfera se ha llevado a cabo clasificando estos mecanismos en tres grandes grupos en función de la característica de la señal sobre la que tienen una mayor influencia: mecanismos de atenuación, mecanismos que afectan a la velocidad de propagación (refracción) y efecto de las turbulencias.

En el análisis del primer grupo se han extrapolado al rango de frecuencias ultrasónicas los resultados ya conocidos para frecuencias de audio. Para el análisis de la refracción y del fenómeno de las turbulencias se ha realizado un estudio teórico basado en las propiedades

físicas que caracterizan la capa de la atmósfera más cercana a la superficie. Las principales conclusiones derivadas de estos estudios son:

### **Mecanismos de atenuación**

Aunque son varios los mecanismos de diversa naturaleza que pueden provocar la atenuación de una onda ultrasónica en el exterior, se ha visto que la atenuación asociada a la divergencia geométrica y la absorción atmosférica son mucho más importantes que la atenuación asociada al resto de mecanismos, que puede ser despreciada en la práctica.

Por otro lado, se ha visto que la absorción atmosférica es un fenómeno fuertemente dependiente de la temperatura y de la humedad relativa, de modo que los niveles de presión sonora recibidos por un sistema sensorial que opere en el exterior dependen notablemente de las condiciones meteorológicas. Un sistema sensorial clásico, basado en la detección umbral de la envolvente de la señal recibida, no puede por tanto ser empleado en el exterior para obtener tiempos de vuelo de precisión, ya que las medidas proporcionadas por este sistema dependerán sensiblemente del valor de estos parámetros.

### **Mecanismos que afectan a la velocidad de propagación**

Se ha visto que, para velocidades del viento no excesivamente elevadas, la velocidad aparente del sonido puede aproximarse como la suma de la velocidad teórica de propagación más la componente del viento en la dirección de propagación. Esta dependencia de la velocidad de propagación con el viento es un inconveniente en aquellas aplicaciones que requieran de un conjunto de medidas realizadas en idénticas condiciones ya que, dependiendo de la duración de estas medidas, el viento puede haber cambiado afectando de modo diferente a medidas tomadas en instantes diferentes.

En la capa de la atmósfera más cercana a la superficie tanto la velocidad del viento como la temperatura son funciones de la altura, dependencia que es heredada por la velocidad de propagación del sonido y que provoca la refracción de las ondas acústicas. Del estudio teórico de este fenómeno se ha deducido que, dentro de las distancias de propagación de interés y siempre que los transductores empleados no sean extremadamente direccionales, la atenuación aparente asociada a este fenómeno es despreciable frente a la provocada por la divergencia geométrica y la absorción atmosférica.

### **Efecto de las turbulencias**

El fenómeno de las turbulencias se ha manifestado como el más problemático a la hora de transmitir señales ultrasónicas codificadas en el exterior, ya que las fluctuaciones de carácter aleatorio que provoca tanto en la amplitud como en la fase de las señales emitidas pueden hacer que estas señales sean completamente irreconocibles por el receptor. Con obje-



to de caracterizar el comportamiento dinámico de una atmósfera turbulenta se ha llevado a cabo un análisis teórico de este fenómeno que, partiendo de la función de coherencia mutua obtenida por Tatarskii [Tat61] para una onda acústica que se propaga por un medio turbulento, asume un modelo de Kolmogorov [Kol41] para las turbulencias atmosféricas. Este estudio teórico ha desembocado en una expresión aproximada para el tiempo de coherencia, definido como el tiempo durante el cual las características de la señal recibida permanecen esencialmente invariantes y que resulta ser función de la componente normal del viento, la frecuencia de la onda, la distancia de propagación y la intensidad de las turbulencias.

La dependencia del tiempo de coherencia con la componente normal del viento y con la intensidad de las turbulencias ha sido corroborada experimentalmente mediante el análisis de la dispersión Doppler sufrida por un tono de  $50\text{ kHz}$  en distintas condiciones meteorológicas y para una distancia de propagación de 14 m. En estas condiciones los tiempos de coherencia mínimos observados se encuentran entre 6 y  $28\text{ ms}$  para atmósferas muy turbulentas.

Por último, un estudio estadístico detallado de las fluctuaciones de amplitud y de fase de las señales adquiridas en el análisis experimental ha permitido obtener un modelo empírico para una atmósfera turbulenta, que predice con gran exactitud la dispersión espectral observada para tiempos de coherencia por debajo de  $20\text{ ms}$ ; que son los tiempos que caracterizan a las atmósferas más problemáticas.

### 7.1.2. Propuesta de un nuevo esquema de codificación

Las conclusiones derivadas del estudio de la propagación del ultrasonido en el exterior muestran con claridad que, si se desea diseñar un sistema sensorial ultrasónico para exteriores que opere de manera fiable en una variedad de condiciones meteorológicas, es necesario introducir las técnicas de codificación y de compresión de pulsos derivadas de la teoría del radar y que ya han sido empleadas con éxito en el desarrollo de diversos sistemas sonda para interiores de altas prestaciones.

Por un lado, estas técnicas confieren al sistema sensorial una alta ganancia de proceso y una elevada inmunidad al ruido fundamentales en el exterior, donde los niveles de intensidad de las señales recibidas pueden fluctuar en un amplio rango dependiendo de las condiciones meteorológicas momentáneas.

Por otro lado, una selección adecuada de los códigos a emitir permite realizar varias medidas simultáneamente sin que se produzcan interferencias entre ellas, propiedad de gran utilidad para un sistema que deba operar en un entorno donde las condiciones cambien rápidamente.

En esta tesis se ha propuesto un nuevo esquema de codificación basado en el uso de conjuntos de cuatro secuencias complementarias que supone una mejora respecto a otros esquemas propuestos anteriormente en dos aspectos básicos :

- Incrementa notablemente la ganancia de proceso que se obtiene con la emisión de códigos de una longitud determinada gracias a las propiedades de autocorrelación ideales que caracterizan a este tipo de secuencias.
- Permite aumentar hasta cuatro el número de emisiones simultáneas con una interferencia ideal nula entre ellas.

El nuevo esquema de codificación propuesto está basado en un novedoso algoritmo de generación de secuencias complementarias que permite obtener de forma muy sencilla cuatro conjuntos mutuamente ortogonales de cuatro secuencias de cualquier longitud  $4^N$  ( $N = 1, 2, \dots$ ).

Se ha comprobado que la principal ventaja del algoritmo propuesto es la posibilidad de desarrollar a partir de él un sistema de correlación eficiente ESSC para este tipo de secuencias que permite reducir de  $4 \cdot (2 \cdot 4^{N+1} - 1)$  a  $8 \cdot N$  el número total de operaciones necesarias para llevar a cabo la correlación de una señal de entrada con las cuatro secuencias de un conjunto de longitud  $4^N$ .

El nuevo esquema de codificación desarrollado en esta tesis surge asociado a un sistema de compresión de pulsos de señales ultrasónicas, aunque sus propiedades características lo hacen muy atractivo para otras tecnologías, tales como la radio-frecuencia [MUM<sup>+</sup>04] o la infrarroja [GLE<sup>+</sup>05].

### 7.1.3. Diseño y caracterización del sistema sensorial ultrasónico

La emisión de los conjuntos de secuencias complementarias a través de los transductores ultrasónicos requiere de un esquema de modulación adecuado que permita adaptar las características espectrales de estas señales a la respuesta en frecuencia de los transductores, permitiendo así una emisión eficiente de la energía. Este esquema de modulación debe cumplir además con dos requisitos adicionales:

- Debe permitir la emisión simultánea de las cuatro secuencias contenidas en cada conjunto. De este modo todos los cambios que se produzcan en el entorno afectarán por igual a las cuatro secuencias del conjunto, una situación deseada ya que la capacidad de detección del sistema está basada en la propiedad de complementariedad de estas secuencias.
- Debe permitir la emisión de las secuencias en un tiempo lo suficientemente pequeño como para que las turbulencias atmosféricas no hayan afectado a su coherencia y puedan ser reconocidas por el filtro acoplado en el receptor.

Se ha visto que un esquema de modulación BPSK de las secuencias entrelazadas cumple con todos estos requerimientos cuando se realiza la emisión de secuencias de 64 bits con un símbolo formado por dos ciclos de una portadora de  $50 \text{ kHz}$ . En este caso el ancho de banda

centralizado de las señales emitidas es de  $12.4\text{ kHz}$ , valor que se adapta perfectamente al ancho de banda de  $14\text{ kHz}$  que ha sido determinado experimentalmente para la pareja etapa de potencia-transductor escogida. Por otro lado, la duración total de cada emisión de este tipo es de  $10.24\text{ ms}$ , que es del orden de los tiempos de coherencia más pequeños observados experimentalmente.

La demodulación de la señal recibida se ha realizado mediante correlación con una versión rectangular del símbolo empleado en la modulación, de modo que la detección de las secuencias complementarias demoduladas puede llevarse a cabo con una modificación mínima del correlador eficiente ESSC obtenido a partir del nuevo algoritmo de generación de estas secuencias.

Se ha visto que este proceso de demodulación asíncrono genera un ruido autoinducido a la salida del módulo de detección que hace necesaria la participación de un nuevo algoritmo de búsqueda de máximos locales en esta señal. El algoritmo escogido para el sistema propuesto combina una preamplificación digital de la señal adquirida, antes de ser demodulada, con un detector de picos a la salida del correlador eficiente. Este sistema es el encargado de validar todos los picos que superan un determinado umbral estático y no posean un pico de mayor tamaño en su vecindad. La longitud de la ventana de análisis de este detector de picos impone un límite teórico a la máxima resolución espacial del sistema que es de  $1.05\text{ cm}$  en aplicaciones de medida de distancias.

Por otro lado, se ha comprobado que la necesidad de mantener el umbral de detección del detector de picos por encima del ruido autoinducido generado por las señales más energéticas, impone una reducción severa a la mínima relación señal-ruido admisible por el sistema, que está limitada en la práctica a  $-9\text{ dB}$ .

Se ha llevado a cabo un análisis experimental con objeto de determinar las consecuencias que puede tener, en un sistema de compresión de pulsos como el propuesto, la emisión de señales codificadas con una duración superior al tiempo de coherencia. Para ello se ha realizado la emisión de códigos de 256 y 1024 bits en condiciones de alta actividad turbulenta obteniendo unos resultados que muestran con claridad la aparición de unos picos inesperados en el proceso de correlación que pueden ser interpretados erróneamente por el sistema.

El análisis de este fenómeno permite concluir que tanto el número de picos espúreos obtenidos, como la relación que existe entre la amplitud de estos picos y la de los picos reales, se incrementa cuanto mayor es la diferencia entre el tiempo de emisión y el tiempo de coherencia. Se ha observado igualmente que los picos reales aparecen tanto más desplazados respecto de sus posiciones esperadas cuanto mayor es la intensidad de las turbulencias, fenómeno que ha sido estudiado estadísticamente mediante la emisión de códigos de 64 y 256 bits.

Finalmente, se ha adaptado el modelo desarrollado para una atmósfera turbulenta a señales con un ancho de banda estrecho en torno a la frecuencia de portadora. El nuevo modelo predice con exactitud la aparición de picos espúreos en el proceso de correlación

cuando el tiempo de emisión es mayor que el tiempo de coherencia, lo que permite confirmar su validez para tiempos de coherencia por debajo de  $20\text{ ms}$ .

#### 7.1.4. Implementación hardware de los algoritmos de proceso

Todos los algoritmos de proceso de la señal ultrasónica han sido específicamente optimizados para dos tipos de arquitecturas, una programable basada en el DSP de altas prestaciones C6701 de Texas Instruments [Tex04] y otra configurable basada en la FPGA XC2V4000 de Xilinx [Xil05], lo que ha permitido comprobar la necesidad de emplear este último tipo de arquitectura si se desea procesar cada muestra antes de que la siguiente esté disponible.

El comportamiento real del sistema sensorial propuesto en esta tesis se ha ido estudiando a lo largo del desarrollo de la misma haciendo uso de diversos equipos experimentales. Los resultados obtenidos en estas pruebas pueden sintetizarse en los puntos siguientes:

- La capacidad real de operación multimodo ha sido comprobada realizando la emisión por parejas de cuatro conjuntos ortogonales de secuencias de 64 bits. Estas pruebas han sido realizadas tanto en el laboratorio como en el exterior bajo una actividad turbulenta de intensidad media.
- Se ha establecido que la resolución espacial real del sistema en aplicaciones de medida de distancias está entre 1 y  $2\text{ cm}$ .
- Se ha estudiado la influencia del ángulo de emisión/recepción de la señal sobre la capacidad de detección del sistema es mínima, lo que ha permitido establecer el ángulo máximo de detección en el entorno de los  $30^\circ$ .
- Se ha comprobado la capacidad real de operación en tiempo de ejecución del sistema propuesto implementando el módulo de detección sobre la FPGA de gama media XCV100E de Xilinx [Xil03a]. Para ello ha sido necesario reducir la longitud de las secuencias emitidas a 16 bits y la frecuencia de muestreo a  $400\text{ kHz}$ .
- Por último, se ha comprobado la capacidad del sistema para detectar obstáculos muy cercanos cuyos ecos se reciben solapados con la emisión, propiedad que permite reducir la zona ciega de un sistema sónico y que se deriva de las excelentes propiedades de autocorrelación que caracterizan a las secuencias complementarias.

## 7.2. Trabajos futuros

Existe un número muy reducido de trabajos donde se propone el uso de un sistema sensorial ultrasónico para exteriores y ninguno de ellos dedica mucha atención a los efectos que las condiciones meteorológicas pueden tener en la detección de estas señales, debido

fundamentalmente a que el sistema ultrasónico es casi siempre parte de un sistema sensorial más complejo dentro del cual el subsistema ultrasónico tiene encomendadas tareas de baja precisión.

Esta tesis representa un primer intento de adquirir una mayor comprensión de estos efectos con el objetivo de diseñar sistemas sensoriales ultrasónicos para exteriores de alta fiabilidad y precisión. No obstante, se plantean a partir de ahora múltiples posibilidades para seguir avanzando en este campo, y algunas de las tareas a realizar en primer lugar son:

- La aproximación analítica obtenida para el tiempo de coherencia que modela el comportamiento de una atmósfera turbulenta también predice una dependencia de este tiempo con la distancia y con la frecuencia que debe ser corroborada experimentalmente.
- El efecto que las turbulencias atmosféricas tienen en la detección de otros códigos y con otros esquemas de modulación debe ser estudiada. Los resultados de este análisis deben permitir mejorar el modelo empírico desarrollado para una atmósfera turbulenta, extendiendo su rango de validez a tiempos de coherencia por encima de 20ms y a señales ultrasónicas con un amplio espectro.
- Es también de gran interés estudiar el efecto que las turbulencias tienen sobre otro tipo de señales, como las señales FM que están siendo empleadas por algunos sistemas sonda de inspiración biológica desarrollados recientemente. Un estudio de este tipo sería además de utilidad en otras áreas de conocimiento, ya que, por ejemplo, permitiría extraer conclusiones sobre cómo se ve afectada la capacidad de navegación de los murciélagos en presencia de turbulencias. El estudio de las estrategias empleadas por estos mamíferos para compensar los efectos de este fenómeno es sin duda una interesante línea de investigación para el futuro.

En relación al esquema de codificación presentado en esta tesis, el nuevo algoritmo de generación propuesto y el correlador eficiente desarrollado a partir de él muestran el camino a seguir para obtener nuevos algoritmos y correladores para conjuntos de más de cuatro secuencias complementarias. Estos conjuntos pueden ser empleados para codificar las señales de sistemas sensoriales más complejos, independientemente de la naturaleza de estas señales, mejorando de este modo la inmunidad al ruido y la capacidad de operación multimodo que caracterizan a los conjuntos de cuatro secuencias complementarias.

Por último, varias son las mejoras que pueden considerarse como futuras líneas de actuación sobre el sistema sensorial propuesto:

- Desarrollo de nuevos algoritmos de proceso de la señal correlada que permitan minimizar el efecto del ruido autoinducido presente en esta señal, consiguiendo de este modo disminuir la mínima relación señal-ruido admisible por el sistema.

- Diseño de nuevos módulos de detección de picos más complejos que, basados en una umbralización dinámica que se adapte al nivel de la señal recibida, permitan detectar señales de muy baja energía.
- Análisis de diversas configuraciones sensoriales que permitan extraer la máxima información posible del entorno a partir de las propiedades características del sistema propuesto.

### 7.3. Publicaciones derivadas de la tesis

#### Artículos en revistas internacionales

- [AUM<sup>+</sup>04d] F. J. Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, J. J. García y J. A. Jiménez. Efficient generator and pulse compressor for complementary sets of four sequences. *IEE Electronics Letters*, vol. 40, no. 11, páginas 703–704, mayo 2004.
- [AHU<sup>+</sup>05] F. J. Álvarez, A. Hernández, J. Ureña, M. Mazo, J. J. García, J. A. Jiménez y A. Jiménez. Real-time implementation of an efficient correlator for complementary sets of four sequences applied to ultrasonic pulse compression systems. *Microprocessors and Microsystems*. Aceptado para su publicación en abril de 2005.
- [AUM<sup>+</sup>05] F. J. Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, J. J. García y C. de Marziani. High reliability outdoor sonar prototype based on efficient signal coding. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. Aceptado para su publicación en septiembre de 2005.

#### Comunicaciones a congresos internacionales

- [AUM<sup>+</sup>04b] F. J. Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, J. J. García y P. Donato. Ultrasonic sensor system for detecting falling objects on railways. Proc. of IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV'04), edición en CD (ISBN:0-7803-8311-7), Parma (Italia), junio 2004.
- [AUM<sup>+</sup>04c] F. J. Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, J. J. García, J. A. Jiménez y P. Donato. New algorithm for the efficient generation of complementary sets of four sequences. Proc. of International Conference on Telecommunications, Electronics and Control (TELEC'04), edición en CD (ISBN:84-8138-607-3), Santiago de Cuba (Cuba), julio 2004.

- [AUM<sup>+</sup>04d] F. J. Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, J. J. García, J. A. Jiménez y P. Donato. Complementary set of sequences-based coding for ultrasonic array sensor. Proc. of 3<sup>rd</sup> IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM'04), edición en CD (ISBN:0-7803-8546-2), Sitges (España), julio 2004.
- [AUG<sup>+</sup>04] F. J. Álvarez, J. Ureña, J. J. García, M. Mazo, C. de Marziani, A. Hernández, y J. M Villadangos. A comparative analysis of two modulation schemes for the efficient transmission of complementary sequences in a pulse compression ultrasonic system. Proc. of International Conference on Telecommunications and Computer Networks (IADAT-*tcn*'04), edición en CD (ISBN:84-933971-1-3), San Sebastian (España), diciembre 2004.
- [AU05] F. J. Álvarez y J. Ureña. Ultrasonic signal coding for outdoor sonars. Proc. of 3<sup>rd</sup> Workshop on Biomimetic Ultrasound, edición en CD (ISBN:84-8138-642-1), Alcalá de Henares (España), marzo 2005.
- [AUH<sup>+</sup>05] F. J. Álvarez, J. Ureña, A. Hernández, M. Mazo, J. J. García, C. de Marziani, J. M Villadangos y A. Jiménez. Using complementary sets of sequences for direct channel estimation in asynchronous systems. Proc. of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing (WISP'05), edición en CD (ISBN:0-7803-9031-8), Faro (Portugal), septiembre 2005.

### Comunicaciones a congresos nacionales

- [AUM<sup>+</sup>03] F. J. Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández y J. J. García. Uso de sensores ultrasónicos para localización de obstáculos en vías ferroviarias. Actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'03), edición en CD (ISBN:84-688-3055-6), Vigo (España), septiembre 2003.
- [AUM<sup>+</sup>04e] F. J. Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, J. J. García, J. A. Jiménez y P. Donato. Sistema de sensores ultrasónicos para la detección de obstáculos basado en la transmisión de secuencias Golay con modulación QPSK y portadoras de distinta frecuencia. Actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'04), edición en CD (ISBN:2-907801-06-6), Toulouse (Francia), septiembre 2004.





## Apéndice A

# Formulación relacionada con la propagación del ultrasonido en el exterior

### A.1. Absorción de las ondas acústicas

Cuando un fenómeno acústico se propaga por un medio parte de su energía se degrada en energía térmica debido a fenómenos que pueden clasificarse en tres tipos básicos: pérdidas viscosas, pérdidas por conducción de calor y pérdidas asociadas con intercambios moleculares de energía. Cada uno de estos procesos de absorción está caracterizado por un tiempo de relajación, que es una medida del tiempo necesario para que finalice el proceso particular.

Las pérdidas viscosas o pérdidas por fricción resultan siempre que hay movimientos relativos entre porciones adyacentes del medio, tales como los que acompañan a las compresiones y rarefacciones en la transmisión de una onda acústica. El primero en desarrollar una teoría de absorción de cierto éxito es Stokes, quien tiene en cuenta el carácter viscoso del fluido para obtener a partir de él una nueva ecuación de fuerza. El resultado de formular esta nueva ecuación con el formalismo tensorial es la expresión conocida hoy en día con el nombre de ecuación de *Navier-Stokes*:

$$\rho \left[ \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} + (\vec{u} \cdot \nabla) \vec{u} \right] = -\nabla p + \left( \frac{4}{3}\eta + \eta_B \right) \nabla(\nabla \cdot \vec{u}) - \eta \nabla \times \nabla \times \vec{u} \quad (\text{A.1})$$

En esta expresión  $\rho$  es la densidad del fluido;  $\vec{u}$  es la velocidad de una porción de este fluido;  $p$  es la presión interna;  $\eta$  es el coeficiente de viscosidad cortante; y  $\eta_B$  es la viscosidad de volumen, que es una medida de la energía mecánica que pierde un fluido sometido a una compresión o dilatación pura. Asumiendo flujo irrotacional ( $\nabla \times \vec{u} = 0$ ), ignorando efectos

no lineales y suponiendo que  $\eta_B = 0$  (suposición de Stokes) se obtiene la ecuación de fuerza simplificada:

$$\rho \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} = -\nabla p + \frac{4}{3} \eta \nabla (\nabla \cdot \vec{u}) \quad (\text{A.2})$$

de donde se deduce el tiempo de relajación que caracteriza al proceso de propagación de ondas acústicas a través de un medio viscoso:

$$\tau_S = \frac{4}{3} \frac{\eta}{\rho_0 c^2} \quad (\text{A.3})$$

y a partir de él el coeficiente de absorción viscoso:

$$\alpha_S = \frac{2}{3} \frac{\omega^2}{\rho_0 c^3} \eta \quad (\text{A.4})$$

expresión que es válida para todo el rango de frecuencias  $\omega$  excepto para frecuencias ultrasónicas extremadamente elevadas.

En cuanto a las pérdidas por conducción térmica, éstas son introducidas algo más tarde por Kirchhoff quien, a partir de una extensa formulación termodinámica, obtiene la siguiente expresión para el tiempo de relajación característico de este proceso:

$$\tau_\kappa = \frac{1}{\rho_0 c^2} \frac{\kappa}{C_P} \quad (\text{A.5})$$

siendo  $\kappa$  la conductividad térmica del fluido y  $C_P$  la capacidad térmica a presión constante. El coeficiente de absorción asociado a este tiempo de relajación viene dado por:

$$\alpha_\kappa = \frac{1}{2} \frac{\omega^2}{\rho_0 c^3} (\gamma - 1) \frac{\kappa}{C_P} \quad (\text{A.6})$$

donde  $\gamma$  representa la relación entre las capacidades caloríficas  $\frac{C_P}{C_V}$ .

Asumiendo que ambos mecanismos actúan independientemente al producir la atenuación del sonido, el coeficiente de absorción clásico puede expresarse como:

$$\alpha_{clas} = \frac{\omega^2}{2\rho_0 c^3} \left[ \frac{4}{3} \eta + (\gamma - 1) \frac{\kappa}{C_P} \right] \quad (\text{A.7})$$

La necesidad de considerar nuevos efectos de absorción además de los dos contemplados por la absorción clásica se hace evidente a medida que se obtienen medidas más precisas de esta absorción en nuevos fluidos. Es entonces cuando se adopta un punto de vista microscópico para tratar de explicar los nuevos fenómenos observados a partir de las interacciones internas entre las moléculas del fluido. La teoría que mayor éxito ha tenido a la hora de explicar este tipo de interacciones es la de la *Relajación térmica molecular*, que supone que, en fluidos compuestos por moléculas poliatómicas, además de los tres grados de libertad traslacional que posee cada molécula, hay también grados de libertad internos asociados con su rotación y con su vibración. El tiempo necesario para que la energía se transfiera del movimiento traslacional de las moléculas a estados internos, comparada con el periodo del proceso acústico, determina cuánta energía acústica se convierte en energía

térmica durante las transiciones. Si el tiempo de relajación  $\tau$  de un estado de energía interna es largo comparado con el tiempo necesario para que haya cambios en las variables acústicas ( $\omega\tau \gg 1$ ), este estado de energía interna no será poblado y no se producirá absorción. Por otro lado, si el tiempo de relajación es corto ( $\omega\tau \ll 1$ ), el estado interno siempre estará en equilibrio con los estados traslacionales, y de nuevo no habrá absorción. La absorción se produce por tanto para frecuencias intermedias donde  $\omega\tau \sim 1$ .

Para calcular la absorción asociada a este tipo de fenómenos es necesario establecer una relación dinámica entre la velocidad del sonido y la capacidad calorífica del fluido, que es la magnitud termodinámica donde se reflejan los cambios en los estados de energía interna. Esta relación dinámica se obtiene asumiendo un proceso acústico monofrecuencial en el interior del fluido, que puede ser descrito de forma adecuada introduciendo magnitudes complejas. Una conocida expresión para la velocidad del sonido en un fluido es:

$$c = \sqrt{\gamma r T_K} \quad (\text{A.8})$$

donde  $\gamma$  es nuevamente la relación entre capacidades caloríficas;  $r$  es el cociente entre la constante universal de los gases  $R$  y la masa molar del fluido; y  $T_K$  es la temperatura absoluta.

En un gas ideal se cumple que  $C_P = R + C_V$  y la expresión anterior puede escribirse, introduciendo ya magnitudes complejas, como:

$$\mathbf{c} = c \cdot \sqrt{\frac{1 + R/\mathbf{C}_V}{\gamma}} \quad (\text{A.9})$$

El siguiente paso es obtener una expresión para la capacidad calorífica compleja  $\mathbf{C}_V$ , lo que va a hacerse restringiendo la atención al  $i$ -ésimo estado interno. La rapidez de cambio de la energía almacenada en este estado interno es proporcional a la diferencia entre la energía que estaría almacenada en condiciones de equilibrio  $E_i(eq)$  y la energía que está realmente almacenada en un instante de tiempo determinado  $E(i)$ . Esta relación puede expresarse matemáticamente como:

$$\frac{dE_i}{dt} = \frac{1}{\tau} [E_i(eq) - E_i] \quad (\text{A.10})$$

donde  $\tau$  es una constante de proporcionalidad que puede identificarse con el tiempo de relajación del proceso. La capacidad calorífica termodinámica de equilibrio asociada con este estado estará dada por:

$$\Delta E_i = C_i \Delta T \quad (\text{A.11})$$

donde  $\Delta T$  y  $\Delta E_i$  son los valores de equilibrio del cambio de temperatura y energía interna, y  $C_i = \frac{1}{2} R H_i(T)$ . En esta última expresión  $H_i(T)$  representa la fracción del estado  $i$ -ésimo que está poblado a la temperatura  $T$ .

Supóngase ahora que  $E_i(eq)$  es una cantidad fluctuante a la que  $E_i$  trata constantemente de ajustarse. En un proceso acústico monofrecuencial en el que la energía de entrada es tal que la temperatura de equilibrio varía como  $\Delta T = T \exp(j\omega t)$  se puede escribir  $\Delta E_i =$

$C_i T \exp(j\omega t)$ , de manera que la energía almacenada en condiciones de equilibrio en el estado  $i$  es:

$$\mathbf{E}_i(eq) = E_0 + C_i T e^{j\omega t} \quad (\text{A.12})$$

Es fácil ver que la solución particular de A.10 con la expresión A.12 para  $E_i(eq)$  es:

$$\mathbf{E}_i = E_0 + \frac{C_i}{1 + j\omega\tau} T e^{j\omega t} \quad (\text{A.13})$$

A partir de esta expresión, puede definirse la capacidad calorífica compleja  $\mathbf{C}_i$  para el estado interno  $i$  en un proceso monofrecuencial como:

$$\mathbf{C}_i = \frac{C_i}{1 + j\omega\tau} \quad (\text{A.14})$$

En el caso más simple, en que únicamente un grado de libertad interno contribuye significativamente a la capacidad calorífica del fluido, ésta puede expresarse como:

$$\mathbf{C}_V = \frac{3}{2}R + \frac{C_i}{1 + j\omega\tau_M} \quad (\text{A.15})$$

donde el término  $\frac{3}{2}R$  da la contribución de los tres grados de libertad traslacional de cada molécula y  $\tau_M$  es el tiempo de relajación del proceso molecular. Llevando A.15 a A.9 se obtiene para la velocidad del sonido compleja:

$$\mathbf{c} = \frac{c}{\sqrt{\gamma}} \left( 1 + \frac{R}{\frac{3}{2}R + \frac{C_i}{1 + j\omega\tau_M}} \right)^{1/2} \quad (\text{A.16})$$

y a partir de ella, después de algunas manipulaciones algebraicas, el coeficiente de absorción asociado a ese fenómeno molecular:

$$\alpha_M = \frac{1}{15} \frac{C_i \omega}{R c} \frac{\omega \tau_M}{1 + (\omega \tau_M)^2} \quad (\text{A.17})$$

Esta expresión puede simplificarse aún más si se define el producto absorción por longitud de onda máximo como:

$$\mu_{max} = (\alpha_M \lambda)_{\omega \tau_M = 1} = \frac{\pi}{15} \frac{C_i}{R} \quad (\text{A.18})$$

magnitud que puede determinarse experimentalmente y que permite expresar el coeficiente de absorción de forma simplificada:

$$\alpha_M = 2 \frac{\mu_{max}}{c} \frac{f^2}{f_M + \frac{f^2}{f_M}} \quad (\text{A.19})$$

donde se ha definido la frecuencia de relajación molecular  $f_M = 1/2\pi\tau_M$

En el aire existen tres mecanismos de relajación molecular que tienen un efecto notable sobre la propagación de las ondas acústicas: la relajación rotacional, la relajación vibracional

de las moléculas de oxígeno y la relajación vibracional de las moléculas de nitrógeno. El primero de estos procesos presenta un comportamiento con la frecuencia similar al de la absorción clásica A.7, mientras que los dos últimos muestran un comportamiento que puede describirse de forma adecuada mediante la expresión A.19. Todas estas ecuaciones están recogidas en la normativa ISO:9613-1 [ISO93], donde han sido ajustadas experimentalmente con el objetivo de proporcionar un método estandarizado para el cálculo de la absorción del sonido en la atmósfera. Esta normativa establece que el coeficiente de absorción puede ser evaluado a través de la siguiente expresión ya introducida en la sección 3.1.2:

$$\alpha_a = f^2 \left\{ 18.4 \cdot 10^{-12} \left( \frac{P}{P_{ref}} \right)^{-1} \cdot \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{1}{2}} + \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{-5}{2}} \cdot \left[ 0.01275 \frac{e^{\frac{-2239.1}{T}}}{f_{ro} + \frac{f^2}{f_{ro}}} + 0.1068 \frac{e^{\frac{3352}{T}}}{f_{rn} + \frac{f^2}{f_{rn}}} \right] \right\} \quad (Np/m) \quad (A.20)$$

donde  $f$  es la frecuencia de la onda en Hertzios;  $P$  representa la presión atmosférica en kiloPascuales ( $P_{ref} = 101.325 \text{ kPa}$ );  $T$  es la temperatura absoluta ( $T_{ref} = 293.15 \text{ K}$ ); y  $f_{ro}$ ,  $f_{rn}$  representan las frecuencias de relajación del oxígeno y del nitrógeno respectivamente, que vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$f_{ro} = \frac{P}{P_{ref}} \left( 24 + 4.04 \times 10^4 h \frac{0.02 + h}{0.391 + h} \right) \quad (A.21a)$$

$$f_{rn} = \frac{P}{P_{ref}} \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^{-1/2} \times \left( 9 + 280h \exp \left\{ -4.170 \left[ \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^{-1/3} - 1 \right] \right\} \right) \quad (A.21b)$$

siendo  $h$  es la concentración molar de vapor de agua, que puede calcularse a partir del porcentaje de humedad relativa  $H$  y de la presión de saturación del vapor  $P_{sat}$  como:

$$h = H \frac{P_{sat}}{P_{ref}} \frac{P}{P_{ref}} \quad (A.22)$$

Por último, la presión de saturación del vapor  $P_{sat}$  puede obtenerse como muy buena aproximación a partir de la expresión:

$$P_{sat} = P_{ref} \times 10^{-6.8346(273.16/T)^{1.261+4.6151}} \quad (A.23)$$

## A.2. Atenuación por niebla

Una atmósfera con niebla está formada por pequeñas gotas esféricas de agua suspendidas, e inicialmente en equilibrio, con una mezcla gaseosa de su propio vapor y de otras especies que no pueden condensarse. Cuando una onda acústica se propaga por este medio provoca fluctuaciones en la velocidad de las partículas, así como en la presión, la temperatura y la densidad de la mezcla gaseosa que las rodea. A muy baja frecuencia, la velocidad, temperatura y masa de las gotas de agua responden a los cambios de su entorno y permanecen en equilibrio mecánico y termodinámico con la fase gaseosa. A medida que la frecuencia

del proceso acústico aumenta, el valor finito de las tasas de transferencia de estas magnitudes provoca que las propiedades de las gotas sigan a los valores de equilibrio sin llegar a alcanzarlos nunca, lo que provoca la atenuación de la onda de un modo similar al efecto provocado por el mecanismo de relajación vibracional de un gas poliatómico.

El estado del medio puede describirse de forma adecuada mediante las ecuaciones de conservación de la mecánica de fluidos, considerando la mezcla gaseosa como un componente, el vapor como un segundo componente y la fase líquida como un tercer componente. Antes de plantear la formulación de estas ecuaciones es necesario establecer un conjunto de suposiciones:

1. Las fluctuaciones de presión, densidad y temperatura producidas por la onda son pequeñas comparadas con los valores de equilibrio, de modo que los términos cuadráticos y los productos cruzados pueden ignorarse.
2. El gas no condensable y el vapor son perfectos tanto térmica como calóricamente.
3. Las gotas de agua son esféricas y con una temperatura y tamaño uniforme.
4. La densidad de la fase líquida es mucho mayor que la de la mezcla gaseosa que rodea a las gotas.
5. La tasa de transferencia de calor y de masa así como la fuerza de arrastre viscosa en un elemento de volumen que contiene un gran número de gotas es la suma de los efectos debidos a cada gota.
6. La temperatura de todas las especies que forman la mezcla gaseosa y del vapor de agua es la misma.
7. Pueden despreciarse los efectos derivados de la perturbación que provoca el campo acústico sobre la constante gaseosa de la mezcla  $R_m$ .

Las ecuaciones de continuidad monodimensionales para la mezcla gaseosa, el vapor y las gotas (subíndices  $m$ ,  $v$  y  $p$  respectivamente) pueden expresarse como:

$$\frac{\partial \rho_m}{\partial t} + \frac{\partial(\rho_m u_m)}{\partial x} = n\dot{M} \quad (\text{A.24})$$

$$\frac{\partial \rho_v}{\partial t} + \frac{\partial(\rho_v u_v)}{\partial x} = n\dot{M} \quad (\text{A.25})$$

$$\frac{\partial \rho_p}{\partial t} + \frac{\partial(\rho_p u_p)}{\partial x} = -n\dot{M} \quad (\text{A.26})$$

donde  $u$  es velocidad;  $n$  es el número de gotas por unidad de volumen;  $\dot{M} = \partial M / \partial t$  la tasa de evaporación por gota;  $\rho_m$  la suma de las densidades parciales del vapor y del resto de gases, y  $\rho_p$  la masa de las gotas por unidad de volumen del sistema formado por estas gotas y la mezcla gaseosa.

Las ecuaciones de conservación de momento y de energía para la mezcla y las gotas son:

$$\rho_m \frac{\partial u_m}{\partial t} + \frac{\partial P_m}{\partial x} = nF - n\dot{M}(u_m - u_p) \quad (\text{A.27})$$

$$\rho_p \frac{\partial u_p}{\partial t} = -nF \quad (\text{A.28})$$

$$\rho_m \frac{\partial h_m}{\partial t} - \frac{\partial P_m}{\partial t} - u_m \frac{\partial P_m}{\partial x} = nF(u_p - u_m) - n\dot{Q} + n\dot{M}[1/2(u_m - u_p)^2 + (h_s - h_m)] \quad (\text{A.29})$$

$$\rho_p \frac{\partial h_p}{\partial t} = -n\dot{M}L - n\dot{Q} \quad (\text{A.30})$$

donde  $F$  es la fuerza de arrastre viscosa de una sola gota en el gas del entorno,  $\dot{Q} = \partial Q / \partial t$  es la tasa de transferencia de calor de una sola gota al gas,  $L$  es el calor latente de vaporización del líquido;  $P_m$  es la suma de las presiones parciales del vapor y de las otras especies gaseosas; y  $h$  representa la entalpía específica.

Las ecuaciones de estado para la mezcla gaseosa y para el vapor saturado son:

$$P_m = \rho_m R_m T_m \quad (\text{A.31})$$

$$P_s = \rho_s R_v T_p \quad (\text{A.32})$$

donde los subíndices  $g$  y  $s$  se refieren respectivamente al gas formado por las especies no condensables y al vapor saturado; y  $R_m = (\rho_g R_g + \rho_v R_v) / \rho_m$ .

Finalmente, los cambios en la presión de saturación están relacionados con los cambios en la temperatura de las gotas a través de la ecuación de Clausius-Clapeyron:

$$\frac{dP_s}{dT_p} = \frac{LP_s}{R_v T_p^2} \quad (\text{A.33})$$

Para realizar una simplificación adicional de este conjunto de ecuaciones es necesario obtener expresiones de la fuerza de arrastre viscosa  $F$ , la tasa de transferencia de calor  $\dot{Q}$  y la tasa de transferencia de masa  $\dot{M}$  en función del resto de variables introducidas. Las dos primeras pueden expresarse como:

$$F = 6\pi R\mu(u_p - u_m) \quad (\text{A.34})$$

$$\dot{Q} = 4\pi Rk(T_p - T_m) \quad (\text{A.35})$$

donde  $\mu$  es la viscosidad dinámica y  $k$  la conductividad térmica de la mezcla gaseosa. Por otro lado, la tasa de transferencia de masa viene dada por la ecuación de difusión de Maxwell:

$$\dot{M} = 4\pi RD(\rho_s - \rho_v) \quad (\text{A.36})$$

donde  $D$  es la difusividad de masa.

Estos términos de interacción de momento, energía y masa son únicamente válidos para gotas cuyo diámetro es mucho mayor que el camino libre medio del gas del entorno. En

condiciones atmosféricas normales esto supone gotas con un radio superior a  $0.5\mu m$ . La sustitución de las expresiones A.34–A.36 en el conjunto de ecuaciones descrito anteriormente da lugar a un sistema de diez ecuaciones con diez variable independientes:  $P_m$ ,  $P_s$ ,  $T_m$ ,  $T_p$ ,  $u_m$ ,  $u_p$ ,  $\rho_m$ ,  $\rho_p$ ,  $\rho_s$  y  $\rho_v$ . Este sistema de ecuaciones pueden linealizarse considerando pequeñas perturbaciones de las variables en torno a sus valores de equilibrio. Las variables perturbadas resultantes en el sistema pueden expresarse de forma adimensional como sigue:

$$\begin{aligned}
 P_m &= P_{m0} + \rho_{m0} a_0^2 \bar{P}_m \\
 P_s &= P_{v0}(1 + \bar{P}_s) \\
 T_m &= T_{m0}(1 + \bar{T}_m) \\
 u_m &= a_0 \bar{u}_m \\
 \rho_m &= \rho_{m0}(1 + \bar{\rho}_m) \\
 x &= a_0 \bar{x} / \omega \\
 t &= \bar{t} / \omega
 \end{aligned} \tag{A.37}$$

donde el carácter adimensional de las variables se ha indicado con una linea horizontal en la parte superior. Al sustituir estas variables en el sistema original y despreciar los términos cuadráticos y los productos cruzados se obtiene el siguiente conjunto de ecuaciones diferenciales lineales adimensionales:

$$\frac{\partial \bar{\rho}_m}{\partial \bar{t}} + \frac{\partial \bar{u}_m}{\partial \bar{x}} = \frac{C_m \bar{r} (\bar{\rho}_s - \bar{\rho}_v)}{\bar{\tau}_c} \tag{A.38a}$$

$$\frac{\partial \bar{\rho}_v}{\partial \bar{t}} + \frac{\partial \bar{u}_m}{\partial \bar{x}} = \frac{C_m (\bar{\rho}_s - \bar{\rho}_v)}{\bar{\tau}_c} \tag{A.38b}$$

$$\frac{\partial \bar{\rho}_p}{\partial \bar{t}} + \frac{\partial \bar{u}_p}{\partial \bar{x}} = \frac{-\bar{r} (\bar{\rho}_s - \bar{\rho}_v)}{\bar{\tau}_c} \tag{A.38c}$$

$$\frac{\partial \bar{u}_m}{\partial \bar{t}} + \frac{\partial \bar{P}_m}{\partial \bar{x}} = \frac{C_m (\bar{u}_p - \bar{u}_m)}{\bar{\tau}_d} \tag{A.38d}$$

$$\frac{\partial \bar{u}_p}{\partial \bar{t}} = \frac{-(\bar{u}_p - \bar{u}_m)}{\bar{\tau}_d} \tag{A.38e}$$

$$\frac{\partial \bar{T}_m}{\partial \bar{t}} - (\gamma_m - 1) \frac{\partial \bar{P}_m}{\partial \bar{t}} = \frac{C_m (\bar{T}_p - \bar{T}_m)}{\bar{\tau}_t} \tag{A.38f}$$

$$\frac{\partial \bar{T}_p}{\partial \bar{t}} = -\bar{B} \frac{(\bar{T}_p - \bar{T}_m)}{\bar{\tau}_t} - \bar{A} \bar{L} \bar{r} \frac{(\bar{\rho}_s - \bar{\rho}_v)}{\bar{\tau}_c} \tag{A.38g}$$

$$\gamma_m \bar{P}_m - \bar{\rho}_m - \bar{T}_m = 0 \tag{A.38h}$$

$$\bar{P}_s - \bar{\rho}_s - \bar{T}_p = 0 \tag{A.38i}$$

$$\frac{d \bar{P}_s}{d \bar{T}_p} = \bar{L} \tag{A.38j}$$



Al obtener este conjunto de ecuaciones se han definido los siguientes parámetros adimensionales:

$$\begin{aligned}
 \bar{\tau}_c &= \frac{\omega R_0^2 \rho_l}{3D\rho_{m0}} \\
 \bar{\tau}_d &= \frac{2\omega R_0^2 \rho_l}{9\nu\rho_{m0}} \\
 \bar{\tau}_t &= \frac{\omega R_0^2 \rho_l}{3\alpha_t \rho_{m0}} \\
 Cm &= \frac{4\pi R_0^3 n_0 \rho_l}{3\rho_{m0}} \\
 \bar{r} &= \frac{\rho_{v0}}{\rho_{m0}} \\
 \bar{A} &= \frac{C_{pv}(\gamma_v) - 1}{C_l \gamma_v} \\
 \bar{B} &= \frac{\rho_{g0} C_{pg} + \rho_{v0} C_{pv}}{C_l \rho_{m0}} \\
 \bar{L} &= \frac{L}{R_v T_{m0}} \\
 \gamma_m &= \frac{\rho_{g0} \gamma_s + \rho_{v0} \gamma_v}{\rho_{m0}}
 \end{aligned} \tag{A.39}$$

El sistema de ecuaciones diferenciales lineales formado por las expresiones A.38a–A.38h puede reducirse a un sistema lineal de ecuaciones algebraicas asumiendo una solución estacionaria para todas las variables dependientes proporcional a  $\exp[i(a_0 K \bar{x}/\omega - \bar{t})]$ , donde  $K = K_1 + iK_2$  es el número de onda complejo y  $a_0$  la velocidad del sonido en la mezcla gaseosa ( $a_0^2 = \gamma_m R_m T_{m0}$ ). El sistema de diez ecuaciones algebraicas puede ser fácilmente reducido a uno de seis eliminando las variables  $\bar{P}_m$ ,  $\bar{P}_s$ ,  $\bar{T}_p$ ,  $\bar{u}_p$ . Una solución no trivial de este sistema se obtiene cuando el determinante de los coeficientes se anula. Después de algunas operaciones de simplificación se obtiene el siguiente determinante de dimensiones  $5 \times 5$ :

$$\begin{vmatrix}
 1 & 1 & -i & 0 & \bar{r} \\
 1 & \frac{1}{\bar{r}} \left(1 - i \frac{\bar{\tau}_c}{C_m}\right) & 0 & 0 & 1 \\
 i \left(1 + \frac{C_m}{1 - i \bar{\tau}_d}\right) \left(\frac{\omega}{a_0 K}\right)^2 \gamma_m & 0 & 1 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & i \frac{\gamma_m - 1}{\gamma_m} & \left(\frac{C_m}{\bar{\tau}_t} - \frac{i}{\gamma_m}\right) & \frac{N_{Le}}{L-1} \\
 0 & \bar{A} \bar{L} & 0 & \bar{B} \frac{C_m}{\bar{\tau}_t} & \left[\frac{\bar{B} - i \bar{\tau}_t}{L-1} N_{Le} + \bar{A} \bar{L} \bar{r}\right]
 \end{vmatrix} = 0$$

donde se ha introducido el número de Lewis  $N_{Le} = \alpha_t/D$ .

Al examinar este determinante se observa que el efecto de las viscosidades aparece en el único término en que aparece el número de onda  $K$ . El determinante puede entonces ser resuelto para  $(a_0 K/\omega)^2$  excluyendo el efecto de las viscosidades y multiplicando después el

resultado por el término  $[1 + (C_m/(1 - i\bar{\tau}_d))]$  para obtener el resultado completo, que queda:

$$\left(\frac{a_0 K}{\omega}\right)^2 = \left[1 + \frac{C_m}{\left(1 - i\frac{2C_m\bar{\tau}}{3N_{Pr}}\right)}\right] \times \left[\frac{(C_2 + C_m C_1)\bar{\tau} + i(C_4 + C_m C_3 - C_m C_5 \bar{\tau}^2)}{(C_2 + C_m C_6)\bar{\tau} + i(C_8 + C_m C_7 - C_m C_5 \bar{\tau}^2)}\right] \quad (\text{A.40})$$

donde se ha definido el tiempo característico  $\bar{\tau} = \bar{\tau}_t/C_m$ , el número de Pradtl  $N_{Pr} = \nu/\alpha_t$  y los siguientes parámetros termodinámicos adimensionales:

$$\begin{aligned} C_1 &= 1 + \gamma_m N_{Le} \\ C_2 &= \overline{AL}(\overline{L} - 1)\bar{\tau} + \overline{B}N_{Le} \\ C_3 &= \gamma_m \\ C_4 &= \gamma_m \overline{AL}(\overline{L} - 1)\bar{\tau} + \overline{B} - \overline{B}(\gamma_m - 1)(\overline{L} - 1)\bar{\tau} \\ C_5 &= N_{Le} \\ C_6 &= N_{Le} + 1 - \bar{\tau} \\ C_7 &= 1 - \bar{\tau} \\ C_8 &= \overline{AL}^2 \bar{\tau} + \overline{B}(1 - \bar{\tau}) \end{aligned} \quad (\text{A.41})$$

La expresión A.40 es una solución completamente general que puede simplificarse en función del rango de frecuencias de interés. Así por ejemplo, para frecuencias por encima de los 100 Hz se cumple que  $C_m \bar{\tau}^2 \gg 1$  y la solución simplificada de A.40 para las partes real e imaginaria de  $K$  conduce a las siguientes expresiones para la atenuación y la dispersión de las ondas acústicas en una atmósfera con niebla:

$$\left(\frac{a\alpha_0}{\omega}\right) = C_m \left\{ \frac{(C_4 - C_8) + (C_1 - C_6)\frac{C_5}{C_2}\bar{\tau}_t^2}{C_2 \bar{\tau}_t \left[1 + \left(\frac{C_5}{C_2}\bar{\tau}_t\right)^2\right]} + \frac{\bar{\tau}_d}{1 + \bar{\tau}_t^2} \right\} \quad (\text{A.42a})$$

$$\left(\frac{a_0}{a}\right)^2 - 1 = C_m \left\{ \frac{(C_1 - C_6) - (C_4 - C_8)\frac{C_5}{C_2}}{C_2 \left[1 + \left(\frac{C_5}{C_2}\bar{\tau}_t\right)^2\right]} + \frac{1}{1 + \bar{\tau}_t^2} \right\} \quad (\text{A.42b})$$

### A.3. Perfiles de viento y temperatura en la atmósfera. Teoría de Monin-Obukhov

Los primeros kilómetros de la atmósfera más cercanos a la superficie terrestre es donde aparecen los efectos debido al intercambio de momento, calor y humedad con la superficie. Este región, denominada capa límite planetaria (*Planetary Boundary Layer* PBL), es donde aparecen los fenómenos turbulentos, y su tamaño puede variar notablemente a lo largo del día.

A la hora de describir el carácter de las turbulencias en la PBL se distinguen tres situaciones posibles:

**Condiciones neutras:** Las turbulencias son puramente mecánicas y no existe convección térmica (movimiento de grandes masas de aire de distinta temperatura). En estas condiciones la temperatura disminuye con la altura siguiendo la tasa adiabática de  $-9.8^{\circ}\text{C}/100\text{ m}$ , y los movimientos verticales de aire se compensan por la gravedad. Esta situación es típica de días con fuertes vientos.

**Condiciones inestables:** La temperatura disminuye con la altura a una tasa mayor que la adiabática, debido a un intenso calentamiento del suelo y al hecho de que no existen fuertes vientos que contribuyan a homogeneizar la temperatura del aire. Se dan los dos tipos de turbulencia posibles, mecánica y térmica. Esta situación es típica de un día soleado.

**Condiciones estables** Existe una inversión térmica, esto es, la temperatura decrece con la altura a una tasa menor que la adiabática o incluso crece con la altura. No existe convección térmica y la estratificación de la temperatura atenúa la aparición de turbulencias mecánicas. Esta situación es típica de una noche despejada en la que el suelo se enfría rápidamente como consecuencia de la emisión de radiación infrarroja.

La capa inferior de la PBL es denominada capa superficial, y en ella las características de las turbulencias y de las distribuciones verticales de las variables meteorológicas son relativamente simples. En esta capa el flujo de calor  $H$ , el flujo de humedad  $E$ , y el flujo de momento  $\tau$  pueden considerarse constantes. El tamaño de esta capa puede tomarse de forma aproximada como un 10 % del tamaño de la PBL, de manera que varía desde unos 100 m para un día con fuertes vientos hasta unos 10 m en una noche despejada con vientos débiles. Una de las simplificaciones más importante que se derivan de un flujo de momento constante es que la dirección del viento no cambia con la altura. De esto modo, la descripción del comportamiento de todas las variables meteorológicas en la capa superficial es esencialmente un problema monodimensional.

La primera teoría que trata de explicar el efecto que tiene sobre el comportamiento de las variables meteorológicas la presencia de turbulencias mecánicas y térmicas es debida a Monin y Obukhov [MO54], quienes introducen dos parámetros de escala para la velocidad y para la longitud, que son esencialmente independientes de la temperatura: la velocidad de fricción  $u^*$  y la longitud de Monin-Obukhov  $L_{mo}$ . Esta longitud depende básicamente del flujo de calor y de la velocidad de fricción, y es una medida de la estabilidad de la atmósfera. Su valor es grande y negativo con fuertes vientos, pequeño y negativo con una intensa convección térmica, y positivo cuando existe inversión térmica.

Una de las hipótesis fundamentales de la teoría de Monin-Obukhov consiste en la suposición de que los parámetros estadísticos que describen el comportamiento de algunas variables atmosféricas son funciones universales del cociente  $(z/L_{mo})$ . Entre estos parámetros estadísticos se encuentran los gradientes verticales adimensionales de la velocidad del

viento y de la temperatura, que pueden expresarse como:

$$\frac{K_a z}{v^*} \frac{\partial v}{\partial z} = \phi_v \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) \quad (\text{A.43a})$$

$$\frac{K_a z}{T^*} \frac{\partial T}{\partial z} = \phi_T \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) \quad (\text{A.43b})$$

donde  $K_a$  es la constante de *Von Karman* y el parámetro de escala para la temperatura está definido como  $T^* = -H/c_p \rho u^*$ , siendo  $c_p$  el calor específico a presión constante y  $\rho$  la densidad del aire.

Los perfiles de viento y temperatura pueden obtenerse a partir de estas expresiones mediante integración. Así por ejemplo, sumando y restando 1 en el miembro derecho de A.43a e integrando desde el suelo donde  $z = z_0^1$  y  $v = 0$  hasta una altura arbitraria  $z$  se obtiene:

$$v_l(z) = \frac{v^*}{K_a} \left[ \ln \left( \frac{z}{z_0} \right) - \psi_v \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) \right] \quad (\text{A.44})$$

donde

$$\psi_v \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) = \int_{z_0/L_{mo}}^{z/L_{mo}} [1 - \phi_v(\zeta)] \frac{d\zeta}{\zeta} \quad (\text{A.45})$$

En la práctica  $z_0/L_{mo}$  es una cantidad muy pequeña, y el integrando de A.45 se comporta bien para valores pequeños de  $z/L_{mo}$ , de modo que A.45 puede reemplazarse por:

$$\psi_v \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) = \int_0^{z_0/L_{mo}} [1 - \phi_v(\zeta)] \frac{d\zeta}{\zeta} \quad (\text{A.46})$$

Para obtener el perfil definitivo es necesario conocer el comportamiento de la función universal  $\phi_v$ . Esta función es igual a la unidad en atmósferas neutras, y diversas formas empíricas han sido propuestas para explicar su comportamiento en atmósferas estables, entre ellas:

$$\phi_v = \left( 1 - 16 \frac{z}{L_{mo}} \right)^{-1/4} \quad (\text{A.47a})$$

$$\phi_v = \left( 1 - 15 \frac{z}{L_{mo}} \right)^{-1/3} \quad (\text{A.47b})$$

$$\phi_v^4 - 15 \frac{z}{L_{mo}} \phi_v^3 = 1 \quad (\text{A.47c})$$

De todas estas expresiones, la primera de ellas, que es conocida con el nombre de fórmula de Businger-Dyer, es la más ampliamente utilizada. Para esta expresión de  $\phi_v$  la función  $\psi_v$  queda:

$$\psi_v = \ln \left[ \left( \frac{1+x^2}{2} \right) \left( \frac{1+x}{2} \right)^2 \right] - 2 \arctan x - \frac{\pi}{2} \quad (\text{A.48})$$

---

<sup>1</sup>El límite inferior para la altura a la hora de realizar esta integración no se considera cero sino la longitud de las rugosidades  $z_0$ , parámetro que depende del tipo de terreno.

donde  $x = (1 - 16z/L_{mo})^{\frac{1}{4}}$ . En atmósferas inestables todos los datos experimentales sugieren el siguiente comportamiento para  $\phi_v$ :

$$\phi_v = 1 + 5 \frac{z}{L_{mo}} \quad (\text{A.49})$$

lo que resulta en una expresión muy simple para  $\psi_v$

$$\psi_v = -5 \frac{z}{L_{mo}} \quad (\text{A.50})$$

Un razonamiento idéntico debe seguirse para obtener el perfil de temperatura. Integrando la expresión A.43b se tiene:

$$T(z) = T(z_0) + \frac{T^*}{K_a} \left[ \ln \left( \frac{z}{z_0} \right) - \psi_T \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) \right] \quad (\text{A.51})$$

donde

$$\psi_T \left( \frac{z}{L_{mo}} \right) = \int_0^{z/L_{mo}} [1 - \phi_T(\zeta)] \frac{d\zeta}{\zeta} \quad (\text{A.52})$$

Expresiones válidas para la función universal  $\phi_T$  son ahora:

$$\phi_T = \left( 1 - 16 \frac{z}{L_{mo}} \right)^{-1/2} \quad \text{para atmósferas estables} \quad (\text{A.53})$$

$$\phi_T = 1 + 5 \frac{z}{L_{mo}} \quad \text{para atmósferas inestables} \quad (\text{A.54})$$

que resultan en las siguientes expresiones para  $\psi_T$ :

$$\psi_T = 2 \ln \left[ \frac{1}{2} (1 + \sqrt{1 - 16z/L}) \right] \quad \text{para atmósferas estables} \quad (\text{A.55})$$

$$\phi_T = -5 \frac{z}{L_{mo}} \quad \text{para atmósferas inestables} \quad (\text{A.56})$$



## Apéndice B

# Otras alternativas de modulación

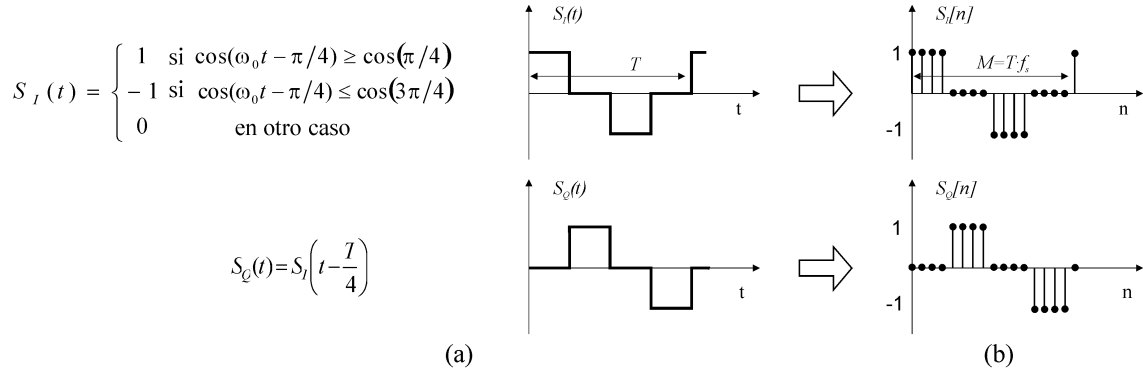
El esquema de modulación seleccionado finalmente en esta tesis para realizar la transmisión eficiente de los conjuntos de secuencias complementarias a través de los transductores ultrasónicos ha sido el BPSK. No obstante, otros esquemas han sido analizados durante el desarrollo de este trabajo. En las siguientes secciones se muestra una descripción de los esquemas analizados así como de las modificaciones que serían necesarias para adaptar el módulo de detección al esquema correspondiente.

### B.1. Modulación QPSK doble

La modulación QPSK digital ha sido ya empleada para realizar la transmisión simultánea de las dos secuencias que forman una pareja Golay [DUG<sup>+</sup>99, Her03]. Este esquema de modulación está basado en los dos símbolos ortogonales que se muestran en la figura B.1a, que pueden ser interpretados como versiones digitales de un coseno (símbolo en fase) y de un seno (símbolo en cuadratura). La figura B.1b muestra estos símbolos cuando son muestreados con una frecuencia de muestreo 16 veces superior a la frecuencia de portadora ( $f_s = 800\text{ kHz}$  y  $f_p = 50\text{ kHz}$ ).

Este esquema de modulación puede ser también utilizado para realizar la transmisión de conjuntos de cuatro secuencias complementarias reduciendo a la mitad el tiempo requerido por una modulación BPSK. El proceso de modulación puede ser descrito en dos pasos:

1. Las cuatro secuencias que forman el set son entrelazadas para dar una nueva secuencia



**Figura B.1:** Modulación QPSK digital: (a) Símbolos en fase y en cuadratura, (b) Versiones discretas en el tiempo de ambos símbolos.

de longitud  $4 \cdot L$ :

$$\left. \begin{aligned} a &= [a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_L] \\ b &= [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_L] \\ c &= [c_1 \ c_2 \ \cdots \ c_L] \\ d &= [d_1 \ d_2 \ \cdots \ d_L] \end{aligned} \right\} \Rightarrow x = [a_1 \ b_1 \ c_1 \ d_1 \ \cdots \ a_L \ b_L \ c_L \ d_L] \quad (\text{B.1})$$

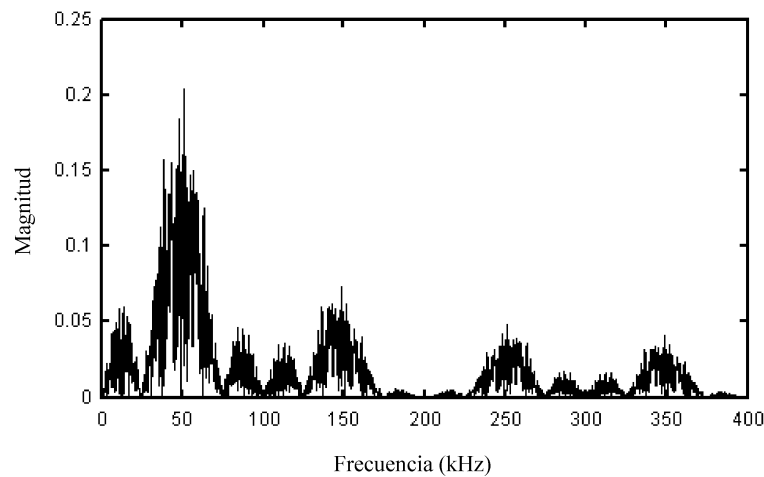
2. Los bits de la nueva secuencia son agrupados en parejas  $(a_i, b_i)$ ,  $(c_i, d_i)$  y cada pareja es combinada con los símbolos  $S_I$  y  $S_Q$  para generar dos señales (de 16 muestras cada una) definidas como:

$$S_{a_i b_i}[k] = a_i \cdot S_I[k] + b_i \cdot S_Q[k] \quad S_{c_i d_i}[k] = c_i \cdot S_I[k] + d_i \cdot S_Q[k] \quad (\text{B.2})$$

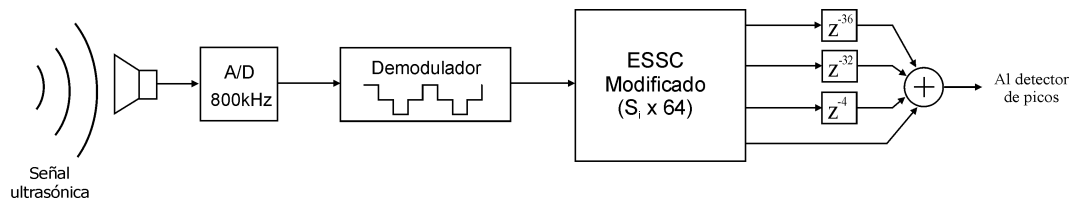
La figura B.2 muestra el espectro de magnitud de la señal que se obtiene al modular con el esquema anterior el conjunto de cuatro secuencias de 64 bits generado con la matriz de pesos  $W = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$ . Se ha escogido en este caso un símbolo de modulación formado por dos periodos. La energía de esta señal dentro del ancho de banda que caracteriza la respuesta en frecuencia del módulo de emisión (46–60 kHz) es el 43.8 % de su energía total, un porcentaje similar al que muestra la modulación BPSK digital.

La detección de este tipo de señales es muy similar a la de las señales BPSK. La demodulación se realiza mediante un filtro acoplado al símbolo en fase  $S_I$ , de modo que a la salida del demodulador se obtienen las componentes en fase y en cuadratura con un desfase de cuatro muestras entre ellas ya que ambos símbolos sólo se diferencian en este desfase. Por otro lado, las parejas  $(a_i, b_i)$  y  $(c_i, d_i)$  están separadas por 32 muestras y, finalmente, dos bits de la misma secuencia siempre salen del demodulador con un desfase de 64 muestras. Para detectar el conjunto de cuatro secuencias es necesario por tanto llevar la salida del demodulador a un nuevo correlador eficiente modificado cuyos retardos han sido multiplicados por 64 y añadir a la salida del correlador tres etapas de retardo que dan cuenta del desfase entre los bits de las cuatro secuencias señalado anteriormente. Este nuevo módulo de detección aparece representado en la figura B.3.





**Figura B.2:** Espectro de la señal con modulación QPSK.

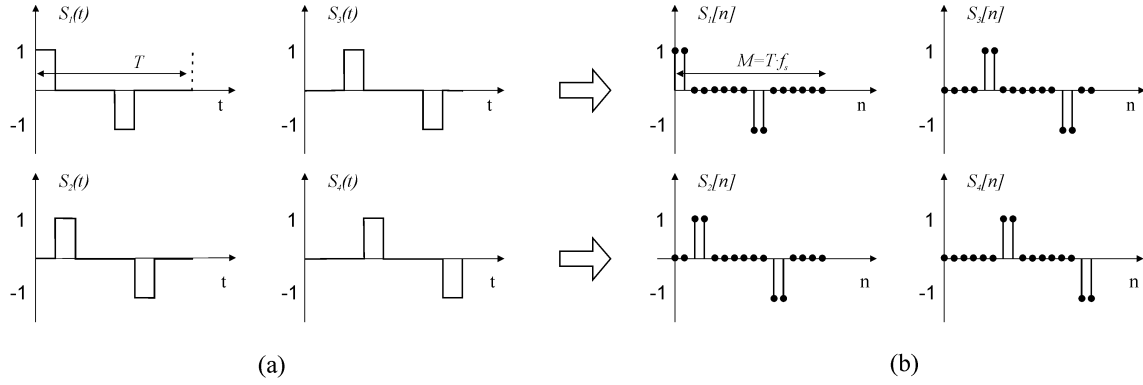


**Figura B.3:** Diagrama de bloques para el módulo de detección de conjuntos modulados con QPSK.

Como ya se ha indicado anteriormente, con este esquema de modulación es posible emitir en la mitad de tiempo que con una modulación BPSK un conjunto de secuencias de idéntica longitud que presentan por tanto el mismo rechazo al ruido autoinducido. Para emitir la misma energía que con una modulación BPSK puede emplearse un símbolo de cuatro periodos, que mete el 60.6 % de la energía de la señal dentro del ancho de banda del módulo emisor. Este hecho parece indicar que con este esquema de modulación pueden conseguirse mejores resultados que con la modulación BPSK cuando se emite la misma cantidad de energía. No obstante, se ha podido comprobar mediante simulación y mediante un conjunto de pruebas reales realizadas en el laboratorio que los resultados obtenidos con ambos esquemas son muy similares.

## B.2. Modulación 4D

El tiempo necesario para transmitir las cuatro secuencias que componen un set puede reducirse aún más con un esquema de modulación basado en los cuatro símbolos ortogonales que aparecen en la figura B.4a. La figura B.4b muestra nuevamente la versión discreta en el tiempo de estos símbolos cuando son muestreados con una frecuencia 16 veces superior a la frecuencia de portadora.



**Figura B.4:** Modulación 4D: (a) Símbolos ortogonales, (b) Versiones discretas en el tiempo de los símbolos.

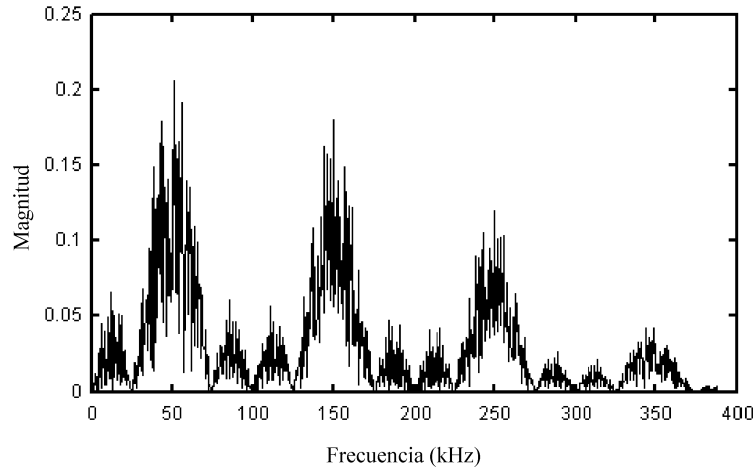
El proceso de modulación es similar al anterior:

1. Las cuatro secuencias que forman el set son entrelazadas para dar una nueva secuencia de longitud  $4 \cdot L$  (ecuación B.1)
2. Los bits de la nueva secuencia son agrupados en cuaternas  $(a_i, b_i, c_i, d_i)$  y cada cuaterna es combinada con los símbolos ortogonales mostrados anteriormente para generar una nueva señal de 16 muestras definida como:

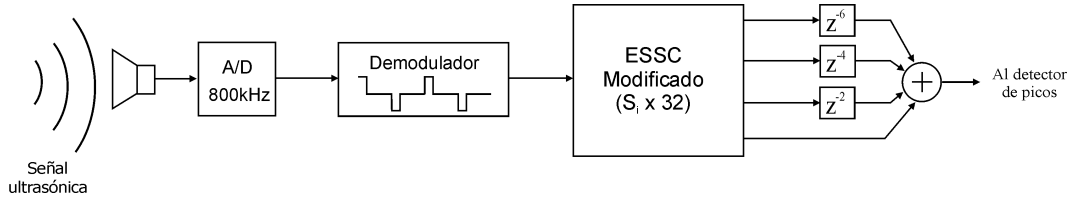
$$S_{a_i b_i c_i d_i}[k] = a_i \cdot S_1[k] + b_i \cdot S_2[k] + c_i \cdot S_3[k] + d_i \cdot S_4[k] \quad (\text{B.3})$$

Este nuevo esquema de modulación permite reducir a la cuarta parte el tiempo necesario para transmitir un conjunto de secuencias de longitud determinada respecto del tiempo requerido con una modulación BPSK, aunque en este caso existe un precio a pagar. En la figura B.5 puede verse el espectro de magnitud de la señal que se obtiene al modular con este esquema el conjunto de cuatro secuencias de 64 bits generado con la matriz de pesos  $W = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$ . De nuevo se ha escogido un símbolo de modulación formado por dos periodos. Como puede verse con claridad en esta figura, este esquema de modulación distribuye más la energía de la señal a lo largo de todo el espectro, de modo que en este caso la energía dentro del ancho de banda del módulo de emisión (46–60 kHz) es sólo el 23.1 % de su energía total.

El módulo de detección de este tipo de señales aparece representado en la figura B.6. Como puede verse la demodulación se realiza con un filtro acoplado al símbolo  $S_1$ , de modo que a la salida del demodulador se van obteniendo las muestras de las cuatro secuencias con un desfase de dos muestras entre ellas, ya que los cuatro símbolos ortogonales empleados en la modulación son idénticos y sólo se diferencian en este desfase. En este caso dos bits de una misma secuencia están separados por 32 muestras, de modo que éste es el factor por el que hay que multiplicar a todas las etapas del corredor eficiente modificado. A la salida del correlador aparecen de nuevo tres etapas de retardos 6, 4 y 2 que tienen en cuenta el desfase que existe en la señal de salida del demodulador entre los bits de las cuatro secuencias.



**Figura B.5:** Espectro de la señal con modulación 4D.



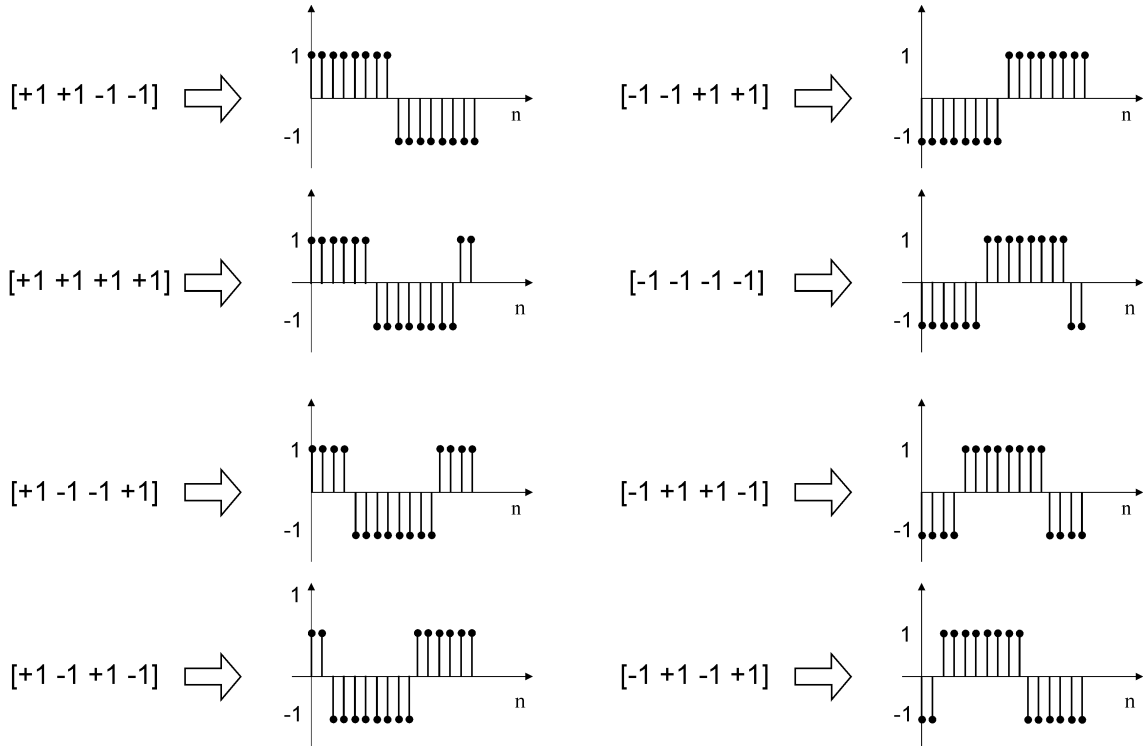
**Figura B.6:** Diagrama de bloques para el módulo de detección de conjuntos modulados con 4D.

En el mismo tiempo que se emite un conjunto de cuatro secuencias de 64 bits con modulación BPSK es posible emitir un conjunto de secuencias de 256 bits con modulación 4D, de manera que si ambos esquemas permitiesen la transmisión de energía con la misma eficiencia se obtendría una inmunidad mucho mayor al ruido autoinducido en el segundo caso. Desafortunadamente el esquema de modulación 4D es bastante menos eficiente a la hora de transmitir esta energía a través del módulo de emisión, tal y como se ha visto, de manera que esta pérdida de eficiencia contrarresta los efectos positivos derivados de emitir secuencias de mayor longitud en el mismo tiempo y los resultados obtenidos con señales reales en el laboratorio indican que este esquema es menos robusto al ruido que el BPSK.

### B.3. Modulación 8PSK

Durante la búsqueda de un esquema de modulación adecuado para los conjuntos de secuencias complementarias se observó una propiedad característica de los conjuntos de cuatro secuencias generados con el algoritmo propuesto en esta tesis (4.20). De las 16 combinaciones posibles que pueden formarse con las cuaternas de bits  $[a_i, b_i, c_i, d_i]$ , sólo se generan aquellas donde aparecen un número par de 1s (y  $-1$ s), de manera que a la hora de modular las cuaternas de bits de la secuencias entrelazadas, el esquema de modulación

óptimo es el 8PSK que asocia a cada cuaterna un símbolo formado por uno o varios ciclos de una portadora con una fase característica de entre 8 posibles. La figura B.7 muestra una asociación de símbolos posible, donde de nuevo se muestran las versiones discretas en el tiempo de estos símbolos suponiendo una frecuencia de muestreo 16 veces superior a la de portadora.

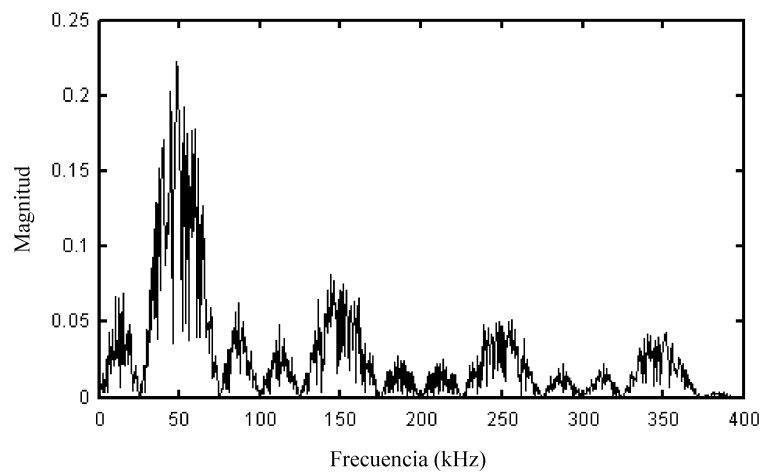


**Figura B.7:** Asociación de símbolos en la modulación 8PSK digital.

Si  $[a_i \ b_i \ c_i \ d_i]$  representa la cuaterna de bits que se está modulando y  $[m_1 \ m_2, \dots, m_{16}]$  es la versión discreta en el tiempo del símbolo de modulación asociado (figura B.7), esta asociación puede describirse mediante el siguiente conjunto de relaciones:

$$\begin{aligned}
 m_1 &= m_2 = a_i \\
 m_3 &= m_4 = \frac{1}{2}[a_i + b_i - c_i + d_i] \\
 m_5 &= m_6 = b_i \\
 m_7 &= m_8 = \frac{1}{2}[-a_i + b_i - c_i - d_i] \\
 m_9 &= m_{10} = -a_i \\
 m_{11} &= m_{12} = -\frac{1}{2}[a_i + b_i - c_i + d_i] \\
 m_{13} &= m_{14} = -b_i \\
 m_{15} &= m_{16} = -\frac{1}{2}[-a_i + b_i - c_i - d_i]
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

Al igual que el esquema de modulación 4D descrito en la sección anterior, este esquema permite la transmisión de un conjunto de cuatro secuencias de una longitud determinada en la cuarta parte del tiempo que requeriría una modulación BPSK y además con una eficiencia en la transmisión de esta energía a través del ancho de banda del módulo de emisión que no presenta el esquema 4D. Este hecho puede verse con claridad en la figura B.8 donde se muestra el espectro de magnitud de un conjunto de cuatro secuencias de 64 bits con modulación 8PSK y un símbolo de dos periodos. En este caso el 40.42 % de la energía total de esta señal cae dentro del ancho de banda del módulo emisor.



**Figura B.8:** Espectro de magnitud de la señal con modulación 8PSK.

El gran inconveniente de este esquema de modulación es que no es posible desarrollar un esquema de detección asíncrono tan simple como el utilizado en los esquemas anteriores, formado por un único filtro acoplado al símbolo de modulación y un correlador eficiente modificado. No obstante, este esquema de modulación sería el óptimo para la transmisión de conjuntos de cuatro secuencias complementarias en un sistema síncrono donde el proceso de demodulación se lleve a cabo con un banco de correladores seguido de una etapa de decisión y por este motivo se ha considerado de interés su inclusión en este apéndice.



## Apéndice C

# Aspecto físico de los sistemas empleados en los pruebas experimentales

### C.1. Equipo empleado para las pruebas en exteriores



**Figura C.1:** Equipo experimental completo: dos transductores Polaroid, un micrófono de alta frecuencia y un PC dotado de una tarjeta de adquisición NuDAQ-2010.



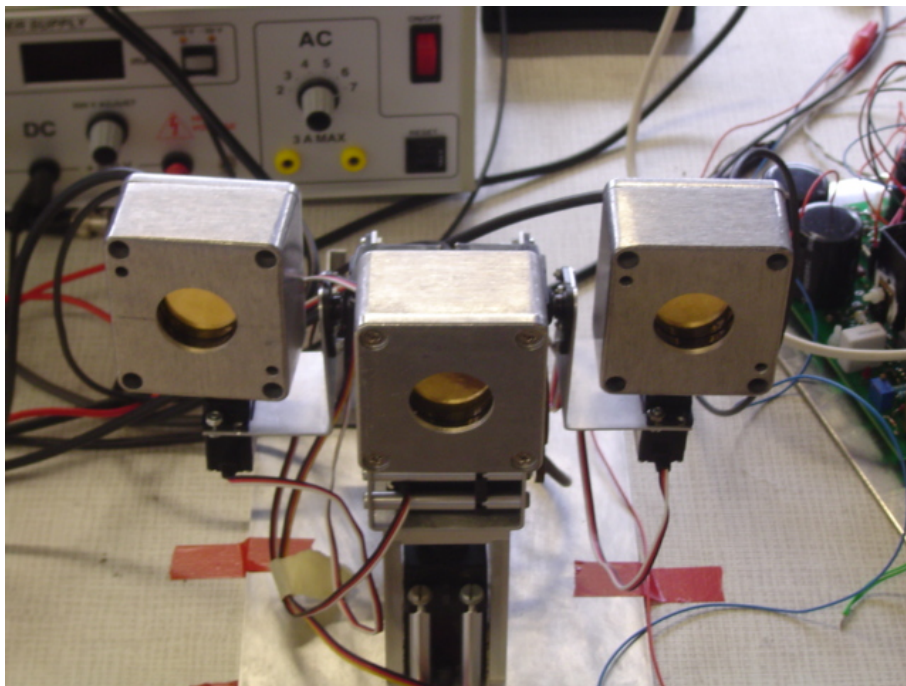
**Figura C.2:** Escenario de pruebas en el exterior. Imagen tomada desde la posición del micrófono receptor.



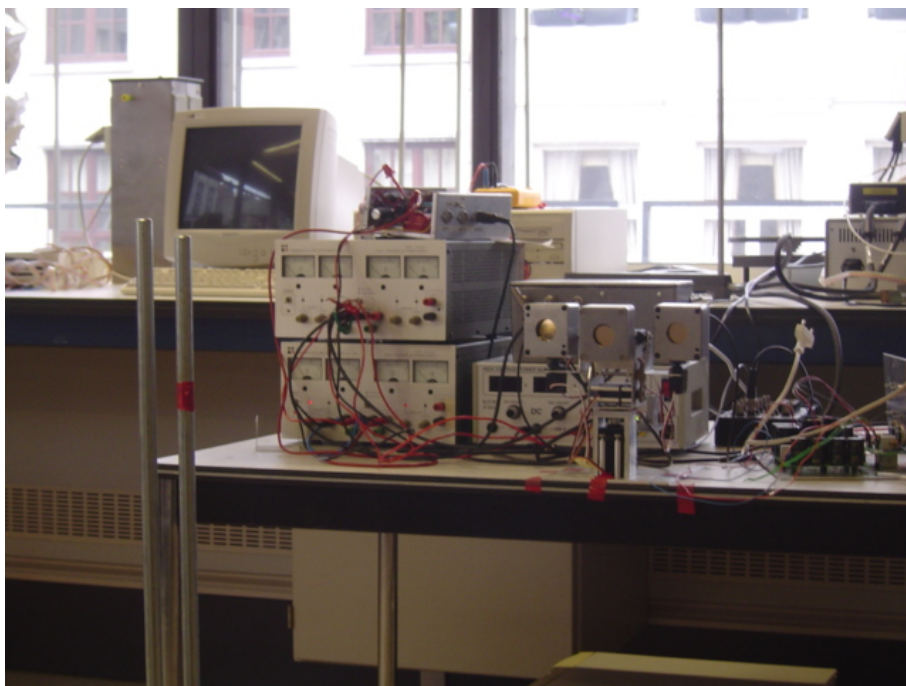
**Figura C.3:** Vista lateral de uno de los transductores junto con la central meteorológica.



## C.2. Equipo empleado en el Laboratorio de Percepción activa de la Universidad de Amberes

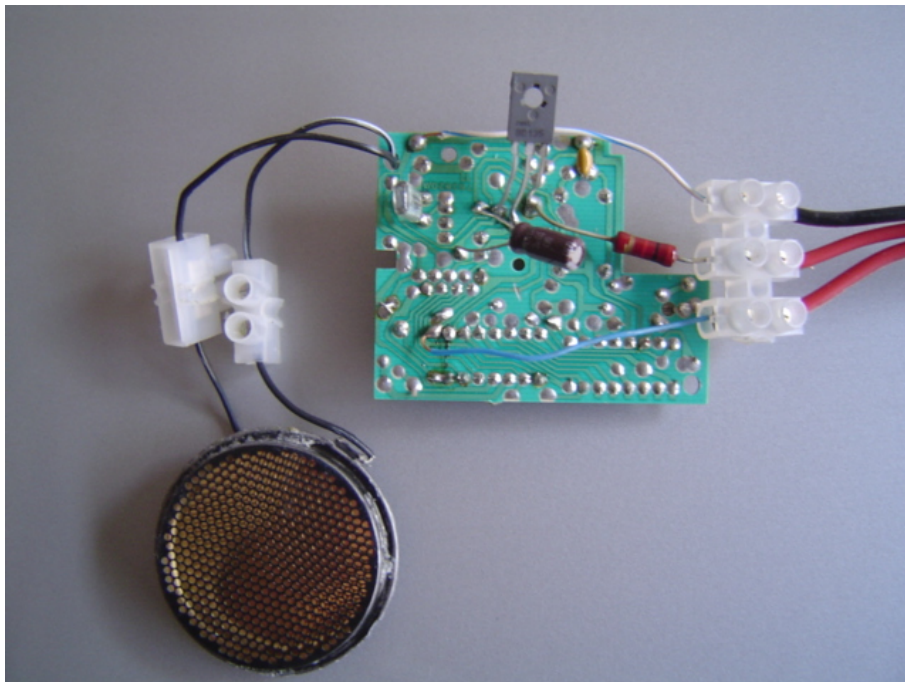


**Figura C.4:** Vista frontal del sistema sónar desarrollado en el marco del Proyecto CIRCE.

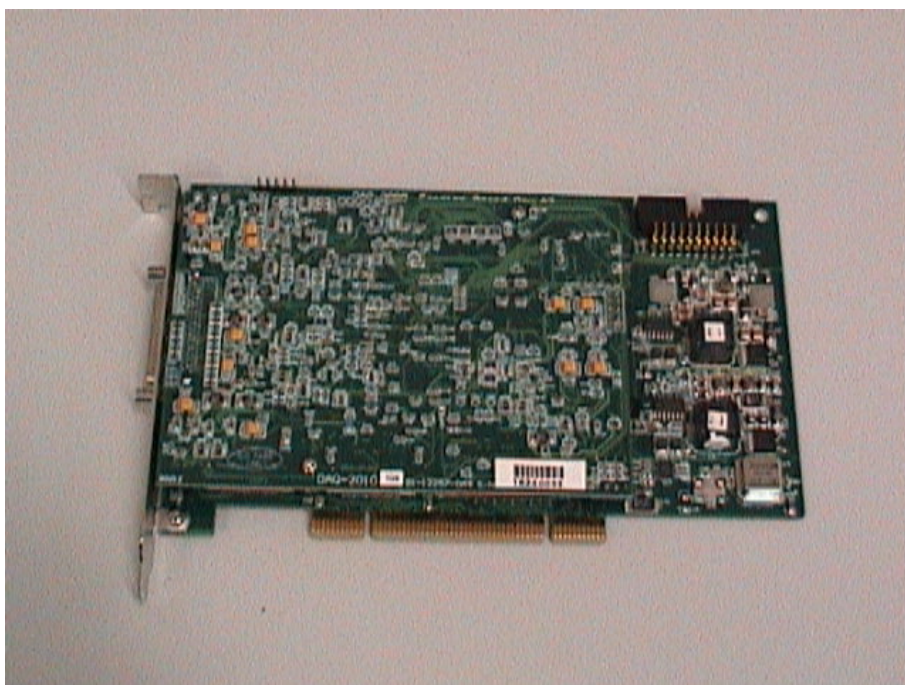


**Figura C.5:** Escenario de las pruebas realizadas para estudiar la resolución espacial del sistema.

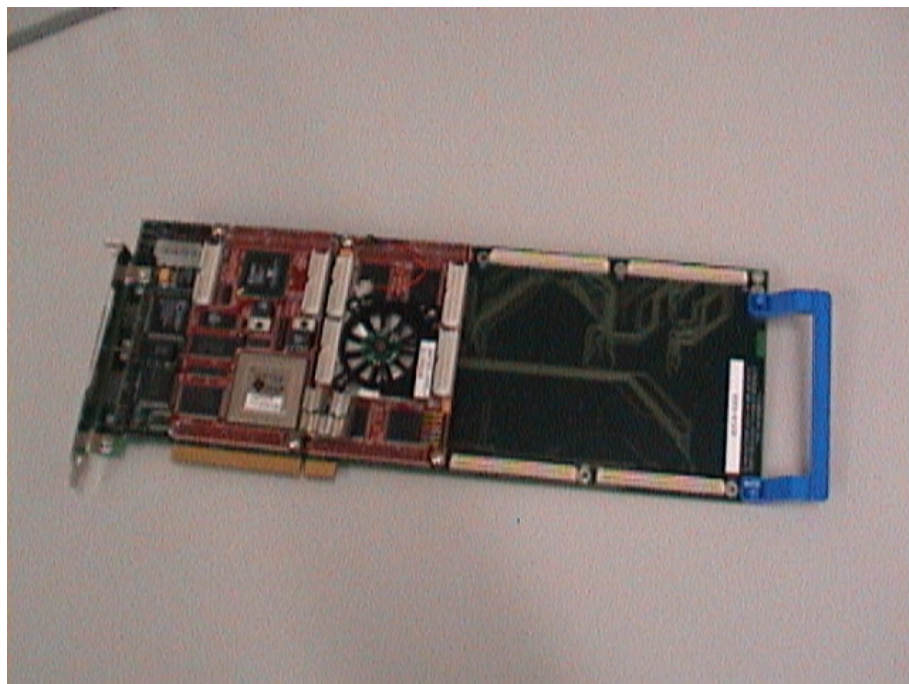
### C.3. Hardware



**Figura C.6:** Módulo emisor formado por un transductor Polaroid de la serie 600 y la tarjeta de acondicionamiento de la serie 6500 modificada para realizar la emisión continua de señales codificadas.



**Figura C.7:** Tarjeta de adquisición de altas prestaciones NuDAQ-2010 de ADLINK Technology.



**Figura C.8:** Plataforma basada en la FPGA XCV1000E.



# Bibliografía

- [ACH<sup>+</sup>01] M. Addlesee, R. Curwen, S. Hodges, J. Newmann, P. Steggles, A. Ward y A. Hopper. Implementing a sentient computing system. *IEEE Computer*, 34(8):50–56, agosto 2001.
- [ADL02] ADLINK Technology, Inc. *NuDAQ-2010/2005/2006, 4-CH, Simultaneous, High Performance, Multi-funcion Data Acquisition Card. User's Guide*, 2002.
- [Álv05] F. J. Álvarez. Búsqueda mediante algoritmos genéticos de una familia óptima de códigos binarios para un sistema ultrasónico de compresión de pulsos. Máster en Ciencias (Especialidad en Inteligencia Artificial), Departamento de Física de la Universidad de Extremadura, junio 2005.
- [APKC92] K. Audenaert, H. Peremans, Y. Kawahara y Van J. Campenhout. Accurate ranging of multiple objects using ultrasonic sensors. En *Proc. of International Conference on Robotics and Automation*, páginas 1733–1738, Niza (Francia), mayo 1992.
- [ÁUG<sup>+</sup>04] F. J. Álvarez, J. Ureña, J. J. García, M. Mazo, C. Marziani, A. Hernández y J. M. Villadangos. A comparative analysis of two modulation schemes for the efficient transmission of complementary sequences in a pulse compression ultrasonic system. En *Proc. of International Conference on Telecommunications and Computer Networks (IADAT-tcn'04)*, documento AF400, San Sebastian (España), diciembre 2004.
- [ÁUM<sup>+</sup>04] F. J. Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, J. J. García, J. A. Jiménez y P. Donato. Complementary sets of sequences-based coding for ultrasonic array sensor. En *3rd IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM'04)*, documento S4-5, Sitges (España), julio 2004.
- [Bar53] R. H. Barker. Group synchronizing of binary digital sequences. En *Communication Theory (Proc. of the Symposium on the application of Communication Theory, Butterworth, London, septiembre 1952)*, páginas 273–287, W. Jackson, ed., Academic Press, New York, 1953.



- [Bar88] David. K. Barton. *Modern Radar System Analysis*. Artech House, Inc, New York, 1988.
- [BBE72] H. Bass, H. Bauer y L. Evans. Atmospheric absorption of sound: Analytical expressions. *Journal of the Acoustical Society of America*, 52(3):821–825, septiembre 1972.
- [BBM97] D. T. Batarseh, T. N. Burcham y G. M. McFadyen. An ultrasonic ranging system for the blind. En *Proc. of the 16 th Biomedical Engineering Conference*, páginas 411–413, Biloxi (Estados Unidos), abril 1997.
- [BC76] E. H. Brown y S. F. Clifford. On the attenuation of sound by turbulence. *Journal of the Acoustical Society of America*, 60(4):788–794, octubre 1976.
- [BF03] P. B. Borwein y R. A. Ferguson. A complete description of golay pairs for lengths up to 100. *Mathematics of Computation*, 73(246):967–985, julio 2003.
- [BHZ98] D. M. Beckwith y K. M. Hunter-Zaworski. Passive pedestrian detection at unsignalized crossings. En *Proc. of the 77th Annual Meeting of the Transportation Research Board*, documento n° 980725, Washington (Estados Unidos), enero 1998.
- [BK90a] B. Barshan y R. Kuc. Differentiating sonar reflections from corners and planes by employing an intelligent sensor. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 12(6):560–569, junio 1990.
- [BK90b] J. Borenstein y Y. Koren. Real-time map-building for fast mobile robot obstacle avoidance. En *SPIE Symposium on Advances in Intelligent Systems, Mobile Robots V*, páginas 74–81, Boston (Estados Unidos), noviembre 1990.
- [BK91a] J. Borenstein y Y. Koren. The vector field histogram - fast obstacle avoidance for mobile robots. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 7(3):278–288, junio 1991.
- [BK91b] J. Borestein y Y. Koren. Histogramic in-motion mapping for mobile robot obstacle avoidance. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 7(4):535–539, agosto 1991.
- [BU97] J. Borenstein y I. Ulrich. The guidecane – a computerized travel aid for the active guidance of blind pedestrians. En *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, páginas 1283–1288, Albuquerque (Nuevo México), abril 1997.
- [Bud90] S. Z. Budisin. New multilevel complementary pairs of sequences. *IEE Electronics Letters*, 26(22):1861–1862, octubre 1990.

- [Bud91] S. Z. Budisin. Efficient pulse compressor for golay complementary sequences. *IEE Electronics Letters*, 27(3):219–220, enero 1991.
- [CB70] S. F. Clifford y E. H. Brown. Propagation of sound in a turbulent atmosphere. *Journal of the Acoustical Society of America*, 48(5):1123–1127, noviembre 1970.
- [CD70] J. E. Cole y R. A. Dobbins. Propagation of sound through atmospheric fog. *Journal of the Atmospheric Science*, 27(3):426–434, mayo 1970.
- [CD71] J. E. Cole y R. A. Dobbins. Measurements of the attenuation of sound by a warm air fog. *Journal of the Atmospheric Science*, 28(2):202–209, marzo 1971.
- [CIR05] CIRCE Project. <http://www.mip.sdu.dk/~rolfm/project/circe.html>, último acceso en diciembre de 2005.
- [CSA00] A. Cuerva y A. Sanz-Andrés. On sonic anemometer measurement theory. *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, 88(1):25–55, noviembre 2000.
- [CT83] P. A. Coppin y K. J. Taylor. A three-component sonic anemometer/thermometer system for general micrometeorological research. *Boundary-Layer Meteorology*, 27(1):27–42, septiembre 1983.
- [Dav75] G. A. Davidson. Sound propagation in fogs. *Journal of the Atmospheric Science*, 32(11):2201–2205, noviembre 1975.
- [Del77] M. E. Delany. Sound propagation in the atmosphere: A historical review. *Acustica*, 38(4):201–223, 1977.
- [DJMW96] G. Dudek, M. Jenkin, E. Milios y D. Wilkes. Reflections on modelling a sonar range sensor. Technical Report CIM-92-9, McGill University, Montreal, Quebec (Canadá), mayo 1996.
- [DK88] M. Darnell y A. H. Kemp. Synthesis of multilevel complementary sequences. *Electronics Letters*, 24(19):1251–1252, septiembre 1988.
- [DPE83] G. A. Daigle, J. E. Piercy y T. F. W. Embleton. Line-of-sight propagation through atmospheric turbulence near the ground. *Journal of the Acoustical Society of America*, 74(5):1505–1513, noviembre 1983.
- [DUG<sup>+</sup>99] V. Díaz, J. Ureña, J. J. García, M. Mazo, E. Bueno y A. Hernández. Nueva familia de secuencias óptimas para la discriminación de ecos múltiples en sensores de ultrasonidos para robots móviles. En *Actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'99)*, páginas 559–562, Madrid (España), septiembre 1999.

- [DUG<sup>+</sup>00] V. Díaz, J. Ureña, J. J. García, A. Hernández y M. Mazo. Multi-mode ultrasonic operation using golay complementary sequences and QPSK modulation. En *Proc. of International Conference on Telecommunications, Electronics and Control (TELEC'00)*, Santiago de Cuba (Cuba), julio 2000.
- [DUM<sup>+</sup>99] V. Díaz, J. Ureña, M. Mazo, J. J. García, E. Bueno y A. Hernández. Using golay complementary sequences for multi-mode ultrasonic operation. En *Proc. of 7th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA'99)*, páginas 599–604, Barcelona (España), octubre 1999.
- [DUMÁ04] P. G. Donato, J. Ureña, M. Mazo y F. J. Álvarez. Train wheel detection without electronic equipment near the rail line. En *Proc. of the IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV'04)*, páginas 876–880, Parma (Italia), junio 2004.
- [Elf87] A. Elfes. Sonar based real-word mapping and navigation. *IEEE Journal of Robotics and Automation*, RA-3(3):249–264, junio 1987.
- [Eli80] C. M. Elias. An ultrasonic pseudorandom signal-correlation system. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, SU-27(1):1–7, enero 1980.
- [Emb96] T. F. Embleton. Tutorial on sound propagation outdoors. *Journal of the Acoustical Society of America*, 100(1):31–48, julio 1996.
- [Ene05] Enercorp Instruments. <http://www.enercorp.com/wind/products/Ultrasonic.pdf>, último acceso en diciembre de 2005.
- [Eps41] P. S. Epstein. On the absorption of sound waves in suspensions and emulsions. *The Theodore Von Kármán Anniversary Volume. California Institute of Technology*, páginas 162–188, 1941.
- [Eri96] J. K. Erickson. Vehicle detection at highway–rail intersections. Technical report, Undergraduate Transportation Engineering Fellows. College Station, Texas A&M University, 1996.
- [Eve95] H. R. Everett. *Sensors for Mobile Robot. Theory and Applications*. A K Peters, Ltd, Natick, Massachusetts (Estados Unidos), 1995.
- [Fed97] Federal Highway Administration. Department of Transportation, Minnesota. Field test of monitoring of urban vehicle operations using non-intrusive technologies. Technical Report FHWA–PL–97–018, mayo 1997.
- [FFR03] L. Fortuna, M. Frasca y A. Rizzo. Chaotic pulse position modulation to improve the efficiency of sonar sensors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52(6):1809–1814, diciembre 2003.
- [FHP98] E. Foxlin, M. Harrington y G. Pfeifer. Constellation: A wide-range wireless motion-tracking system for augmented reality and virtual set applications. En



- Proc. of the 25th Annual Conference on Computer Graphics*, páginas 371–378, Orlando, Florida (Estados Unidos), julio 1998.
- [FLL00] S. Fioretti, T. Leo y S. Longhi. A navigation system for increasing the autonomy and the security of powered wheelchairs. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, 8(4):490–498, diciembre 2000.
- [FNBC75] E. S. Furgason, V. L. Newhouse, N. M. Bilgutay y G. R. Cooper. Application of random signal correlation techniques to ultrasonic flaw detection. *Ultrasonics*, 13:11–17, enero 1975.
- [Fra80] R. L. Frank. Polyphase complementary codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-26(6):641–647, noviembre 1980.
- [GN98a] P. Graham y B. Nelson. FPGA-based sonar processing. En *Proc. of the 6th ACM/SIGDA International Symposium on Field Programmable Gate Array (FPGA'98)*, páginas 201–208, San José (Estados Unidos), febrero 1998.
- [GN98b] P. Graham y B. Nelson. Frequency-domain sonar processing in FPGAs and DSPs. En *Proc. of the IEEE Symposium on FPGAs for Custom Computing Machines (FCCM'98)*, TBA, Napa (Estados Unidos), abril 1998.
- [Gil05] Gill Instruments. <http://www.gill.co.uk/products/anemometer/anemometer.htm>, último acceso en diciembre de 2005.
- [GLE<sup>+</sup>05] J. J. García, C. Losada, F. Espinosa, J. Ureña, A. Hernández, M. Mazo, C. Marziani, A. Jiménez, F. Álvarez, y E. Bueno. Dedicated smart ir barrier for obstacle detection in railways. En *31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'05)*, páginas 439–444, Raleigh (Estados Unidos), noviembre 2005.
- [Gol49] M. J. Golay. Multi-slit spectrometry. *Journal of the Optical Society of America*, 39(6):437–444, junio 1949.
- [Gol51] M. J. Golay. Static multislit spectrometry and its application to the panoramic display of infrared spectra. *Journal of the Optical Society of America*, 41(7):468–472, julio 1951.
- [Gol61] M. J. Golay. Complementary series. *IRE Transactions of Information Theory*, IT-7:82–87, abril 1961.
- [Gol67a] R. Gold. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. *IEEE Transactions of Information Theory*, IT-13:619–621, octubre 1967.
- [Gol67b] S. W. Golomb. *Shift Register Sequences*. Holden-Day, Inc, San Francisco, 1967.

- [Gol72] D. Golder. Relations among stability parameters in the surface layer. *Boudary-Layer Meteorology*, 3(1):47–58, septiembre 1972.
- [GRH<sup>+</sup>96] R. L. Gordon, R. A. Reiss, H. Haenel, E. R. Case, R. L. French, A. Mohaddes y R. Wolcott. *Traffic Control Systems Handbook*. Federal Highway Administration, U. S. Department of Transportation, Washington, D. C. (Estados Unidos), febrero 1996.
- [GUH<sup>+</sup>04] J. J. García, J. Ureña, A. Hernández, M. Mazo, J. C. García, F. J. Álvarez, J. A. Jiménez, P. Donato y M. C. Pérez. Ir sensor array configuration and signal processing for detecting obstacles in railways. En *Proc. of 3rd IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM'04)*, Sitges (España), julio 2004.
- [Gut04] J. M. Gutiérrez. Desarrollo de una aplicación gráfica en el entorno matlab para el análisis de la refracción de un haz ultrasónico en el exterior. Proyecto fin de carrera, Departamento de Electrónica e Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Extremadura, febrero 2004.
- [GVED97] F. E. Gueuning, M. Varlan, C. E. Eugène y P. Dupuis. Accurate distance measurement by an autonomous ultrasonic system combining time-of-flight and phase-shift methods. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 46(6):1236–1240, diciembre 1997.
- [Her03] A. Hernández. *Aplicación de arquitecturas reconfigurables al diseño de sistemas sensoriales ultrasónicos*. Tesis doctoral, Departamento de Electrónica, Universidad de Alcalá, Alcalá de Henares (España), 2003.
- [HG88] G. Hayward y Y. Gorfu. A digital hardware correlation system for fast ultrasonic data acquisition in peak power limited applications. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 35(6):800–808, noviembre 1988.
- [HHZC01] R. Hughes, H. Huang, C. Zegeer y M. Cynecki. Evaluation of automated pedestrian detection at signalized intersections. Technical report, Federal Highway Administration. U. S. Department of Transportation, Phoenix (Estados Unidos), agosto 2001.
- [HK00] A. Heale y L. Kleeman. A sonar sensor with random double pulse coding. En *Proc. of Australian Conference on Robotics and Automation (ACRA'00)*, páginas 81–86, Melbourne (Australia), agosto 2000.
- [HL93] D. R. Haller y D. D. Lemon. Sidescan sonar detection performance with prn coded signals. En *Proc. of OCEAN'93: Engineering in Harmony with Ocean*, páginas I237–I242, Victoria, British Columbia (Canadá), octubre 1993.

- [HOB<sup>+</sup>00] G. Hueber, T. Ostermann, T. Bauernfeind, R. Raschhofer y R. Hagelauer. New approach of ultrasonic distance measurement technique in robots applications. En *Proc. of 5th International Conference on Signal Processing (ICSP'2000)*, páginas 2066–2069, Pekin (China), agosto 2000.
- [Hov84] S. A. Hovanesian. *Radar system design and analysis*. Artech House, Inc, Norwood, 1984.
- [HUH<sup>+</sup>03] A. Hernández, J. Ureña, D. Hernanz, J. J. García, M. Mazo, J. P. Dérutin, J. Sérot y S. Palazuelos. Real-time implementation of an efficient golay correlator (EGC) applied to ultrasonic sensorial systems. *Microprocessors and Microsystems*, 27(8):397–406, septiembre 2003.
- [HUM<sup>+</sup>05] A. Hernández, J. Ureña, M. Mazo, J. A. Jiménez, J. J. García, F. J. Álvarez, Dérutin J.-P. y J. Sérot. Precision improvement and reduction of blind zones in ultrasonic transducers using golay complementary sequences. *Traitement du Signal*, 22(2):121–134, 2005.
- [HW03] M. Hazas y A. Ward. A high performance privacy-oriented location system. En *Proc. of the 1st IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom 2003)*, páginas 216–223, Dallas (Estados Unidos), marzo 2003.
- [HZ91] T. O. Hoydal y J. A. Zelano. An alternative mobility aid for the blind, the ultrasonic cane. En *Proc. of the 17th Bioengineering Conference*, páginas 158–159, Hartford (Estados Unidos), abril 1991.
- [ISO93] ISO/TC 43 Technical Committee, Acoustics, Sub-Committee SC1, Noise. Attenuation of sound during propagation outdoors. Part 1: Calculation of the absorption of sound by the atmosphere. Technical Report ISO 9613-1:1993(E), International Organization for Standardization, 1993.
- [JB96] K.-W. Jörg y M. Berg. First results in eliminating crosstalk and noise by applying pseudo-random sequences to mobile robot sonar sensing. En *Proc. of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS'96)*, páginas 292–297, Osaka (Japón), noviembre 1996.
- [JB98] K.-W. Jörg y M. Berg. Sophisticated mobile robot sonar sensing with pseudo-random codes. *Robotics and Autonomous Systems*, 25(3–4):241–251, noviembre 1998.
- [JMS04] A. R. Jiménez, F. Morgado y F. Seco. Ultrasound position estimation sensor for precise localisation of archaeological findings. En *Proc. of the 18th European Conference on Solid-state Transducers (Euroensors XVIII)*, páginas 13–15, Roma (Italia), septiembre 2004.

- [JRB87] M. A. Johnson, R. Raspet y M. T. Bobak. A turbulence model for sound propagation from an elevated source above level ground. *Journal of the Acoustical Society of America*, 81(3):638–646, marzo 1987.
- [JS05] A. R. Jiménez y F. Seco. Precise localisation of archaeological findings with a new ultrasonic 3d positioning sensor. *Sensors and Actuators*, 123–4:214–233, septiembre 2005.
- [Kas68] T. Kasami. Weight distribution formula for some class of cyclic codes. Technical Report R-285, Coordinated Science Lab. University of Illinois, abril 1968.
- [KD89] A. H. Kemp y M. Darnell. Synthesis of uncorrelated and nonsquare sets of multilevel complementary sequences. *Electronics Letters*, 25(12):791–792, junio 1989.
- [Kin92] L. E. Kinsler. *Fundamentos de acústica*. Limusa–Noriega Editores, México, 1992.
- [KK95] K. Kleeman y R. Kuc. Mobile robot sonar for target localization and classification. *The International Journal of Robotics Research*, 14(4):295–318, agosto 1995.
- [Kle99] L. Kleeman. Fast and accurate sonar trackers using double pulse coding. En *Proc. of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS'99)*, páginas 1185–1190, Kyongju (Korea), octubre 1999.
- [Kle01a] L. Kleeman. Advanced sonar sensing. En *Proc. of 10th International Symposium on Robotics Research (ISRR'01)*, páginas 286–295, noviembre 2001.
- [Kle01b] L. A. Klein. *Data requirements and sensor technologies for ITS*. Artech House, Norwood, MA, 2001.
- [Kle04] L. Kleeman. Advanced sonar with velocity compensation. *International Journal of Robotics Research*, 23(2):111–126, febrero 2004.
- [KMJ97] J. Kranig, E. Minge y C. Jones. Field test of monitoring of urban vehicle operations using non-intrusive technologies. Technical Report FHWA-PL-97-018, Federal Highway Administration, Department of Transportation, Washington, D. C. (Estados Unidos), mayo 1997.
- [Knu31] V. O. Knudsen. The effect of humidity upon the absorption of sound in a room. *Journal of the Acoustical Society of America*, 3(1):126–138, julio 1931.
- [Kol41] A. N. Kolmogorov. The local structure of turbulence in incompressible viscous fluid for very large reynolds numbers. *Inst. Akad., Nauk SSSR*, 30:301–305, 1941.

- [KPL96] G. Kao, P. Probert y D. Lee. Object recognition with fm sonar; an assistive device for blind and visually-impaired people. En *Symposium on Developing Assistive Technology for People with Disabilities. American Association for Artificial Intelligence*, MIT, Cambridge (Estados Unidos), noviembre 1996.
- [KRR02] J. Klahold, J. Rautenberg y Ulrich R. Continuous sonar sensing for mobile mini-robots. En *Proc. of IEEE International Conference on Robotics and Automation*, páginas 323–328, Washintong D. C (Estados Unidos), mayo 2002.
- [KWA48] V. O. Knudsen, J. V. Wilson y N. S. Anderson. The attenuation of audible sound in fog and smoke. *Journal of the Acoustical Society of America*, 20(6):849–857, noviembre 1948.
- [KY93] K. Kimoto y S. Yuta. Sonar based outdoor navigation. En *Proc. of International Conference on Advanced Robotics*, páginas 239–244, Tokio (Japón), noviembre 1993.
- [Lag02] U. Lages. Laserscanner for obstacle detection. En *Proc. of 6th International Conference on Advanced Microsystems for Automotive Applications (AMAA '02)*, Berlin (Alemania), marzo 2002.
- [LBJ<sup>+</sup>99] S. P. Levine, D. A. Bell, L. A. Jaros, R. C. Simpson, Y. Koren y J. Borenstein. The navchair assistive wheelchair navigation system. *IEEE Transactions on Rehabilitation Engineering*, 7(4):443–451, diciembre 1999.
- [LD94] A. L'Espérance y G. Daigle. The estimation of the linear sound speed profiles under general meteorological conditions. *Canadian Acoustics*, 22(3):125–126, septiembre 1994.
- [LF82] B. B. Lee y E. S. Furgason. Golay codes for simultaneous multi-mode operation in phased arrays. En *Proc. of Ultrasonic Symposium*, páginas 821–825, San Diego (Estados Unidos), octubre 1982.
- [LL00] C.-Y. Lee y J.-J. Lee. Object recognition algorithm for adaptive cruise control of vehicles using laser scanning sensor. En *Proc. of IEEE Intelligent Transportation Systems*, páginas 305–310, Dearborn (Estados Unidos), octubre 2000.
- [LP64] J. L. Lumley y H. A. Panofsky. *The Structure of Atmospheric Turbulence*. Wiley-Interscience, Nueva York, 1964.
- [LRR02] S. Lohmeier, R. Rajaraman y V. Ramasami. An ultra-wideband radar for vehicle detection in railroad crossings. En *Proc. of IEEE Sensors*, páginas 1762–1766, junio 2002.
- [LT92] D. Langer y C. Thorpe. Sonar based outdoor vehicle navigation and collision avoidance. En *Proc. of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent*

- Robots and Systems (IROS'92)*, páginas 1445–1450, Raleigh (Estados Unidos), julio 1992.
- [Mah00] B. R. Mahafza. *Radar Systems Analysis and Design Using Matlab*. Chapman & Hall/CRC, 2000.
- [Mas99] D. P. Massa. Choosing an ultrasonic sensor for proximity or distance measurement. Part 2: Optimizing sensor selection. Technical report, Massa Products Corporation, marzo 1999.
- [Met05] Metek. <http://www.metek.de/produkte.htm>, último acceso en diciembre 2005.
- [MGST01] P. Mihajlik, M. Guttermuth, K. Seres y P. Tatai. Dsp-based ultrasonic navigation aid for the blind. En *Proc. of the 18th IEEE Conference on Instrumentation and Measurement Technology Conferece (IMTC'01)*, páginas 1535–1540, Budapest (Hungría), mayo 2001.
- [MJS04] F. Morgado, A. R. Jiménez y F. Seco. Ultrasound based 3d-coordinate measuring system for localization of findings in paleo-archaeological excavations. En *Proc. of the 5th International Symposium on Intelligent Automation and Control (ISIA'04), World Automation Congress (WAC'04)*, páginas 1–6, Sevilla (España), junio 2004.
- [MK00] L. E. Mimbela y L. A. Klein. A summary of vehicle detection and surveillance technologies used in intelligent transportation systems. Technical report, The Vehicle Detector Clearinghouse. Southwest Technology Development Institute and the U. S. Department of Transportation, noviembre 2000.
- [MM03] M. R. McCarthy y H. L. Muller. Rf free ultrasonic positioning. En *Proc. of the 7th IEEE International Symposium on Wearable Computers*, páginas 79–85, White Plains (Estados Unidos), octubre 2003.
- [MO54] A. S. Monin y A. M. Obukhov. Basic laws of turbulent mixing in the ground layer of the atmosphere. *Transactions Geophys. Inst. Akad., Nauk SSSR*, 24(151):163–187, 1954.
- [MOY94] S. Maeyama, A. Ohya y S. Yuta. Positioning by tree detection sensor and dead reckoning for outdoor navigation of a mobile robot. En *Proc. of the IEEE Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems (MFI'94)*, páginas 653–660, Las Vegas (Estados Unidos), octubre 1994.
- [MSH97] W. Mangione-Smith y B. Hutchings. Configurable computing: The road ahead. En *Proc. of the Reconfigurable Architectures Workshop (RAW'97)*, páginas 81–96, Ginebra (Suiza), abril 1997.

- [MT92] S. V. Maric y E. L. Titlebaum. A class of frequency hop codes with nearly ideal characteristics for use in multiple-access spread-spectrum communications and radar and sonar systems. *IEEE Transactions on Communications*, 40(9):1442–1447, septiembre 1992.
- [MUM<sup>+</sup>04] C. Marziani, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, F. J. Álvarez, J. J. García y J. M. Villadangos. Use of orthogonal sets of eight complementary sequences for asynchronous ds-cdma. En *International Conference on Telecommunications and Computer Networks (IADAT-tcn'04)*, San Sebastián (España), diciembre 2004.
- [Nel01] B. Nelson. Configurable computing and sonar processing architectures and implementation. En *Proc. of IEEE Conference on Signals, Systems and Computers*, páginas 56–60, Pacific Grove (Estados Unidos), noviembre 2001.
- [NOKF04] K. Nakahira, S. Okuma, T. Kodama y T. Furuhashi. The use of binary coded frequency shift keyed signals for multiple user sonar ranging. En *Proc. of International Conference on Networking, Sensing and Control*, páginas 1271–1275, Taipei (Taiwan), marzo 2004.
- [Nom95] Nomadic Technologies. *Robot Nomade User's Manual*, octubre 1995.
- [Nov05] NovaLynx Corporation. <http://www.novalynx.com>, último acceso en septiembre de 2005.
- [OADG93] T. L. O'Donovan, P. Acevedo y D. K. Das-Gupta. Application of golay codes and piezoelectric ultrasound transducers to biomedical noninvasive measurement. *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, 28(1):93–100, febrero 1993.
- [OS00] A. V. Oppenheim y R. W. Schaffer. *Tratamiento de Señales en Tiempo Discreto (2ª edición)*. Prentice Hall Iberia, Madrid, 2000.
- [PAC93] H. Peremans, K. Audenaert y J. Van Campenhout. A high resolution sensor based on tri-aural perception. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 9(1):36–48, febrero 1993.
- [PD84] H. A. Panofsky y J. A. Dutton. *Atmospheric Turbulence. Models and Methods for Engineering Applications*. John Wiley & Sons, Inc, New York, 1984.
- [Per94] H. Peremans. *Tri-aural perception for mobile robots*. Tesis doctoral, Departamento de Electrónica y Sistemas de Información, Universidad de Gante, Gante (Bélgica), 1994.
- [Pol91] Polaroid Corporation. *Ultrasonic Ranging Systems*, 1991.

- [Pol99] Polaroid Corporation. *600 Series. Instrument Grade Electrostatic Transducers. Technical Specification*, enero 1999.
- [Pop99] B. M. Popovic. Efficient golay correlator. *IEE Electronics Letters*, 35(17):1427–1428, agosto 1999.
- [PS02] J. G. Proakis y M. Salehi. *Communication Systems Engineering*. Prentice Hall, Inc, Upper Saddle River, Nueva Jersey, 2002.
- [PW93] F. G. Pin y Y. Watanabe. Using fuzzy behaviours for the outdoor navigation of a car with low-resolution sensors. En *Proc. of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, páginas 548–553, Atlanta (Estados Unidos), mayo 1993.
- [PWH98] H. Peremans, A. Walker y J. C. T. Hallam. 3d object localisation with a binaural sonarhead, inspirations from biology. En *Proc. of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, páginas 2795–2800, Lovaina (Bélgica), mayo 1998.
- [RM01] C. Randell y H. Muller. Low cost indoor positioning system. En *Proc. of the 3rd International Conference on Ubiquitous Computing*, páginas 42–48, Atlanta (Estados Unidos), septiembre 2001.
- [RM03] D. Ratner y P. McKerrow. Navigating an outdoor robot along continuous landmarks with ultrasonic sensing. *Robotics and Autonomous Systems*, 45(2):73–82, noviembre 2003.
- [Rob91] Robosoft. *Robuter User's Manual*. Robosoft, Paris (Francia), agosto 1991.
- [Sab92] A. M. Sabatini. Active hearing for external imaging based on an ultrasonic transducer array. En *Proc. of the 1992 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS'92)*, páginas 829–836, Raleigh (Estados Unidos), julio 1992.
- [Sam94] H. R. Sampey. Vehicle magnetic imaging. Technical report, Nu-Metrics, Vanderbilt, PA, mayo 1994.
- [SAST98] K. Sato, H. Arai, T. Shimizu y M. Takada. Obstruction detector using ultrasonic sensors for upgrading the safety of a level crossing. En *Proc. of International Conference on Developments in Mass Transit Systems*, páginas 190–195, Londres (Reino Unido), abril 1998.
- [SBK98] S. Shoval, J. Borenstein y Y. Koren. The navbelt – a computerized travel aid for the blind based on mobile robotics technology. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 45(11):1376–1386, noviembre 1998.



- [SC96] K. Y. Song y C. C. Chen. Application of heuristic asymmetric mapping for mobile robot navigation using ultrasonic sensors. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 17(3):243–264, noviembre 1996.
- [Sew10] C. T. Sewell. The extinction of sound in a viscous atmosphere by small objects of cylindrical and spherical form. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London, Serie A*, 210:239–270, diciembre 1910.
- [SFOM02] N Shimomura, K. Fujimoto, T. Oki y H. Muro. An algorithm for distinguishing the types of objects on the road using laser radar and vision. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 3(3):189–195, septiembre 2002.
- [Sha88] L. G. Shamanaeva. Acoustic sounding of rain intensity. *Journal of the Acoustical Society of America*, 84(2):713–718, agosto 1988.
- [Siv78] R. Sivaswamy. Multiphase complementary codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-24(5):546–552, septiembre 1978.
- [SKH<sup>+</sup>04] K. Sekimoto, N. Kamagami, Y. Hisamitsu, K. Ono y K Nagata. Development of 3d laser radar for traffic monitoring. *IHI Engineering Review*, 37(2):71–74, junio 2004.
- [SNT47] H. K. Schilling, W. L. Nyborg y H. A. Thorpe. On fluctuations of ultrasonic intensities outdoors. *Journal of the Acoustical Society of America*, 19(1):286–287, enero 1947.
- [Ste98] B. G. Steinbach. Non-intrusive traffic detectors. Technical report, ASIM Technologies Ltd, Uznach (Suiza), 1998.
- [Tat61] V. I. Tatarskii. *Wave Propagation in a Turbulent Medium*. McGraw-Hill, New York, Totonto, London, 1961.
- [Tat71] V. I. Tatarskii. *The Effects of the Turbulent Atmosphere on Wave Propagation*. Israel Program for Scientific Translations, Ltd, Jerusalén, 1971.
- [Tau02] J. A. Tauber. Indoor location systems for pervasive computing. Technical report, Computer Science and Artificial Intelligence Laboratory (MIT), Cambridge (Estados Unidos), agosto 2002.
- [Tay38] G. I. Taylor. The spectrum of turbulence. *Proceedings of the Royal Society of London, Serie A*, 164:476–490, febrero 1938.
- [Tex04] Texas Instruments, Inc. *TMS320C6701. Floating-point digital signal processor. Datasheet specification*. Houston (Estados Unidos), marzo 2004.

- [TFB01] C.-C. Tong, J. F. Figueroa y E. Barbieri. A method for short or long range time-of-flight measurements using phase-detection with an analog circuit. *IEEE Transactions of Instrumentation and Measurement*, 50(5):1324–1328, octubre 2001.
- [Tit93] E. L. Titlebaum. Frequency and time hop coded signals for use in radar and sonar systems and multiple acces communications systems. En *Proc. of the 27th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, páginas 1096–1100, Pacific Grove (Estados Unidos), noviembre 1993.
- [TKF<sup>+</sup>03] R. Tsuji, T. Kodama, T. Furuhashi, K. Nakahira y H. Maeda. Code set design for digital polarity correlators in a multiple user sonar ranging system. En *Society of Instrument and Control Engineers Annual Conference*, páginas 1344–1348, Fukui (Japón), agosto 2003.
- [TKKM95] T. Tanzawa, N. Kiyohiro, S. Kotani y H. Mori. The ultrasonic range finder for outdoor mobile robots. En *Proc. of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, páginas 368–373, Pittsburgh (Estados Unidos), agosto 1995.
- [TL72a] H. Tennekes y J. L. Lumley. *A First Course in Turbulence*. MIT Press, Cambridge (Estados Unidos), 1972.
- [TL72b] C.-C. Tseng y C. L. Liu. Complementary sets of sequences. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-18(5):644–652, septiembre 1972.
- [Tur64] D. B. Turner. A diffusion stability model for an urban area. *Journal of Applied Meteorology*, 3(1):83–91, febrero 1964.
- [Tur74] R. J. Turyn. Hadamard matrices, baumert-hall units, four-symbol sequences, pulse compression and surface wave encodings. *Journal of Combinatorial Theory. Series A*, 16(2):313–333, mayo 1974.
- [UGB<sup>+</sup>99] J. Ureña, J. J. García, E. Bueno, M. Mazo, A. Hernández, J. C. García y V. Díaz. New sonar configuration for a powered wheelchair. En *Proc. of the 7th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA'99)*, páginas 113–119, Barcelona (España), octubre 1999.
- [UMG<sup>+</sup>99] J. Ureña, M. Mazo, J. J. García, A. Hernández y E. Bueno. Classification of reflectors with an ultrasonic sensor for mobile robots applications. *Robotics and Autonomous Systems*, 29(4):269–279, diciembre 1999.
- [UMR94] J. Ureña, M. Mazo y F. J. Rodríguez. Captación de entornos en robots móviles mediante ultrasonidos I. *Revista Española de Electrónica*, 473:46–53, abril 1994.

- [Ure98] J. Ureña. *Contribución al diseño e implementación de un sistema sonar para la automatización de un vehículo industrial*. Tesis doctoral, Departamento de Electrónica, Universidad de Alcalá, Alcalá de Henares (Madrid), 1998.
- [Váz05] J. F. Vázquez. *Sistema de apoyo a la seguridad de vías férreas, basado en técnicas de análisis de imágenes*. Tesis doctoral, Departamento de Electrónica, Universidad de Alcalá, Alcalá de Henares (España), noviembre 2005.
- [VUM<sup>+</sup>05] J. M. Villadangos, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, F. Álvarez, J. J. García, C. Marziani y D. Alonso. Improvement of ultrasonic beacon-based local position system using multi-acces techniques. En *Proc. of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing*, Universidad del Algarve, Faro (Portugal), septiembre 2005.
- [WBG99] D. K. Wilson, J. G. Brasseur y K. E. Gilbert. Acoustic scattering and the spectrum of atmospheric turbulence. *Journal of the Acoustical Society of America*, 105(1):30–34, enero 1999.
- [WOF<sup>+</sup>02] M. Watanabe, K. Okazaki, J. Fukae, N. Tamiya, N. Ueda y M. Nagashima. An obstacle sensing radar system for a railway crossing application: a 60 GHz millimeter wave spread spectrum radar. En *Proc. of IEEE International Microwave Symposium Digest*, páginas 791–794, junio 2002.
- [WPH98] V. A. Walker, H. Peremans y J. C. T. Hallam. One tone, two ears, three dimensions: a robotic investigation of pinnae movements used by rhinolophid and hipposiderid bats. *Journal of the Acoustical Society of America*, 104(1):569–579, julio 1998.
- [Xil03a] Xilinx. *Spartan II-E 1.8V FPGA family: complete data sheet, product specification*, julio 2003.
- [Xil03b] Xilinx. *Using look-up tables as shift registers (SRL16) in Spartan-3 devices. Application note v1.0*, abril 2003.
- [Xil05] Xilinx. *Virtex II Platform FPGAs: complete data sheet, product specification*, marzo 2005.
- [YOY00] T. Yata, A. Ohya y S. Yuta. Use of amplitude of echo for environment recognition by mobile robots. En *Proc. of the 2000 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS'00)*, páginas 1298–1303, Takamatsu (Japón), octubre 2000.
- [Yur71] H. T. Yura. Atmospheric turbulence induced laser beam spread. *Applied Optics*, 10(12):2771–2773, diciembre 1971.